

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Využití virtuální instrumentace pro vývoj a
optimalizaci řídicích algoritmů aktivních
výkonových filtrů

Virtual Instrumentation for Development and
Optimization of Control Algorithms for Shunt
Active Power Filters

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání bakalářské práce

Student: **Jaroslav Rzidky**
Studijní program: B2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612R003 Aplikovaná elektronika
Téma: **Využití virtuální instrumentace pro vývoj a optimalizaci řídicích
algoritmů aktivních výkonových filtrů.
Virtual Instrumentation for Development and Optimization of Control
Algorithms for Shunt Active Power Filters.**
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

Bakalářská práce se zaměřuje na využití virtuální instrumentace pro vývoj a optimalizaci řídicích algoritmů aktivních výkonových filtrů. Práce se věnuje klasifikaci a popisu algoritmů řízení aktivních výkonových filtrů. Cílem bakalářské práce je návrh a realizace virtuálního přístroje (VI) pro modelování rušení v napájecích sítích, zejména spotřebiči s nelineární či proměnlivou V-A charakteristikou. Pomocí navrženého VI budou testovány algoritmy řízení aktivních výkonových filtrů.

Postup řešení

1. Literární rešerše současného stavu problematiky řízení aktivních výkonových filtrů (klasifikace a popis rušení a algoritmů, apod.).
2. Návrh a realizace virtuálního přístroje pro modelování (generování) rušení v napájecích sítích, zejména spotřebiči s nelineární či proměnlivou V-A charakteristikou, na základě reálného měření běžně používaných spotřebičů.
3. Implementace vybraných řídicích algoritmů aktivních výkonových filtrů pomocí navrženého generátoru. Primárním cílem je zkoumání adaptivních metod řízení (algoritmy rodiny LMS a RLS), optimální nastavení parametrů filtru (řád filtru, konvergenční konstanta, faktor zapomínání, apod.).
4. Srovnání vlastností vybraných algoritmů z pohledu kompenzace rušení na základě objevených metod hodnocení (THD, SNR, RMSE, apod.).
5. Diskuze dosažených výsledků.

Seznam doporučené odborné literatury:

- [1] Montero, M. I. M., Cadaval, E. R., & Gonzalez, F. B. (2007). Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems. *IEEE transactions on power electronics*, 22(1), 229-236.
- [2] Kale, M., & Ozdemir, E. (2005). An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter. *Electric power systems research*, 73(2), 113-119.
- [3] Rahmani, S., Mendalek, N., & Al-Haddad, K. (2010). Experimental design of a nonlinear control technique for three-phase shunt active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(10), 3364-3375.
- [4] Shyu, K. K., Yang, M. J., Chen, Y. M., & Lin, Y. F. (2008). Model reference adaptive control design for a shunt active-power-filter system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(1), 97-106.
- [5] Martinek, R., & BILIK, J. (2015, September). P.: New Strategies for Application of Recursive Least

Square Algorithm in Active Power Filters. In 8th International Scientific Symposium on Electrical Power Engineering (Elektroenergetika), Stara Lesna, Slovakia (pp. 344-347).

[6] Martinek, R., Zidek, J., Bilik, P., Manas, J., Koziolek, J., Teng, Z., & Wen, H. (2013). The use of lms and rls adaptive algorithms for an adaptive control method of active power filter. Energy and Power Engineering, 5(04), 1126.

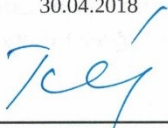
Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **doc. Ing. Radek Martinek, Ph.D.**

Konzultant bakalářské práce: Ing. Petr Šimoník, Ph.D.

Datum zadání: 01.09.2017

Datum odevzdání: 30.04.2018



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

Dne: 30.4.2018



Podpis

Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Radku Martinkovi, Ph.D. za odbornou konzultaci a pomoc při vytváření této práce. Také bych chtěl poděkovat své rodině za podporu, jež mi poskytli během studia.

Abstrakt

Bakalářská práce se zaměřuje na využití virtuální instrumentace pro vývoj a optimalizaci řídicích algoritmů paralelních aktivních výkonových filtrů (SAPF). Práce se věnuje klasifikaci a popisu algoritmů řízení SAPF. Praktickou částí bakalářské práce je návrh a realizace virtuálního přístroje (VI) pro modelování rušení v napájecích sítích, zejména spotřebiči s nelineární či proměnlivou V-A charakteristikou. Pomocí navrženého VI byly testovány adaptivní algoritmy z rodiny LMS a RLS na reálně naměřených i generovaných signálech. Bylo testováno nastavení parametrů jednotlivých adaptivních algoritmů a jejich výsledky byly zobrazeny v tabulkách a grafech.

Klíčová slova

Řídicí algoritmy pro SAPF, aktivní výkonové filtry, adaptivní filtrace, adaptivní algoritmus metody nejmenších čtverců (LMS), adaptivní algoritmus rekurzivní metoda nejmenších čtverců (RLS), virtuální přístroj

Abstract

This Bachelor thesis focuses on the application of virtual instrumentation for development and optimization of control algorithms of shunt active power filters (SAPF). The thesis deals with classification and description of algorithms for control SAPF. The practical part of the bachelor thesis is the proposal and realization of virtual instrument (VI) for modeling of interference in electrical grid, especially devices with non-linear or variable V-A characteristic. Using the proposed VI, adaptive algorithms from the LMS and RLS family were tested on real measured and generated signals. The settings of parameters of each adaptive algorithm were tested and their results were shown in the tables and graphs.

Key words

Control algorithms for SAPF, Active Power Filters, adaptive filtration, adaptive algorithm Least Mean Square (LMS), adaptive algorithm Recursive Least Square (RLS), Virtual Instrument

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Kvalita elektrické energie.....	1
2.1	Parametry kvality elektrické energie dle ČSN EN 50160	1
2.1.1	Jmenovité napětí.....	2
2.1.2	Kmitočet sítě	2
2.1.3	Sinusový průběh křivky napětí.....	2
2.1.4	Souměrnost napájecího napětí.....	3
2.1.5	Kolísání napětí.....	3
2.1.6	Flikr	3
2.2	Omezení harmonických proudů do veřejné rozvodné sítě dle ČSN EN 61000-3-2.....	4
3	Způsoby kompenzace jalového výkonu v síti	4
3.1	Základní rozdělení technických prostředků pro kompenzaci jalového výkonu	4
3.1.1	Rotační kompenzační zařízení.....	4
3.1.2	Statické kompenzační zařízení	5
3.2	Způsoby řízení kompenzačního výkonu.....	5
3.2.1	Stupňovité řízení kompenzačního zařízení.....	5
3.2.2	Plynule řízené kompenzační zařízení – pasivní.....	6
3.2.3	Plynule řízené kompenzační zařízení – aktivní.....	6
4	Veličiny definující zkreslení signálu	8
4.1	THD.....	8
4.2	SNR.....	8
4.3	RMSE.....	8
4.4	PRD	8
5	Metody řízení pro paralelní aktivní výkonové filtry	9
5.1	Řízení v časové oblasti.....	9
5.1.1	Řízení okamžitého neaktivního výkonu (p-q teorie).....	10
5.1.2	Synchronous Reference Frame Method (SRF).....	10
5.1.3	Řízení okamžitých hodnot složek proudu (I_D - I_Q metoda).....	11
5.1.4	Řízení okamžitého neaktivního výkonu v souřadnicích PQR.....	12
5.1.5	Unity Power Factor (UPF)	13
5.1.6	The Perfect Harmonic Cancellation (PHC).....	14
5.1.7	Synchronně detekční metoda (SDM)	14

5.2	Adaptivní filtrace.....	15
5.2.1	Struktura adaptivních systémů	15
5.2.2	Adaptivní FIR filtr.....	16
5.2.3	Adaptivní algoritmy	17
6	Aplikace	19
6.1	Obecně o programu LABVIEW	19
6.2	Popis aplikace.....	21
6.2.1	Volba vstupního signálu.....	21
6.2.2	SubVI referenční signál.....	23
6.2.3	SubVI adaptivní filtry.....	24
6.2.4	SubVI pro výpočet THD a zobrazení FFT	24
6.2.5	SubVI pro výpočet PRD, RMSE a SNR	25
6.2.6	SubVI pro úpravu hodnoty THD.....	26
6.2.7	SubVI pro detekci ideálního nastavení filtru.....	26
6.2.8	Popis hlavního programu	28
7	Experimenty	29
7.1	Experimentální část s reálnými daty	29
7.1.1	Aplikace LMS algoritmu.....	29
7.1.2	Aplikace RLS algoritmu.....	32
7.2	Experimentální část s generovanými daty.....	34
7.2.1	Aplikace LMS algoritmu.....	34
7.2.2	Aplikace RLS algoritmu.....	36
8	Závěr	38
9	Literatura	39
10	Seznam příloh.....	40

Seznam použitých symbolů

R	Odpor	[Ω]
L	Indukčnost	[H]
C	Kapacita	[F]
I	Elektrický proud	[A]
U	Elektrické napětí	[V]
P	Činný výkon	[W]
Q	Jalový výkon	[var]
v	Okamžitá hodnota napětí	[V]
i	Okamžitá hodnota proudu	[A]
p	Okamžitý reálný výkon	[W]
q	Okamžitý imaginární výkon	[var]
x(n)	Referenční signál adaptivního filtru	[-]
d(n)	Vstupní signál adaptivního filtru	[-]
y(n)	Výstupní signál adaptivního filtru	[-]
e(n)	Výstupní chybový signál adaptivního filtru	[-]
w _i	Koeficienty vektoru vah transversálního FIR filtru	[-]
f	Frekvence	[Hz]
T	Perioda	[s]
λ	Činitel zapomínání	[-]
μ	Konvergenční konstanta	[-]

Seznam použitých zkratk

SAPF	Paralelní aktivní výkonový filtr	Shunt Active Power Filter
VI	Virtuální přístroj	Virtual Instrument
SubVI	Podřazený virtuální přístroj	Subordinate Virtual Instrument
DFT	Diskrétní Fourierova transformace	Discrete Fourier Transform
FFT	Rychlá Fourierova transformace	Fast Fourier Transform
RDFT	Vlečná Fourierova transformace	Recursive Discrete Fourier Transform
UPF		Unity Power Factor
PHC		The Perfect Harmonic Cancellation
SDM	Synchronně detekční metoda	Synchronous detection technique
SRF		Synchronous Reference Frame
THD	Celkové harmonické zvlnění	Total Harmonic Distortion
PCC	Společný napájecí bod	Point of common coupling
PLL	Fázový závěs	Phase-locked loop system
LMS	Metoda nejmenších čtverců	Least Mean Square
NLMS	Normalizovaná LMS	Normalized LMS
SLMS	Znaková LMS	Sign LMS
RLS	Rekurzivní metoda nejmenších čtverců	Recursive Least Square
RMSE	Střední kvadratická odchylka	Root Mean Square Error
PRD	Procentní rozdíl střední kvadratické odchylky	Percentage Root mean square Difference
SNR	Odstup signálu od šumu	Signal to Noise Ratio
FIR	Filtr s konečnou impulzní odezvou	Finite Impulse Response
IIR	Filtr s nekonečnou impulzní odezvou	Infinite Impulse Response
AC	Střídavý proud	Alternative Current
DC	Stejnoseměrný proud	Direct Current
LV	LabVIEW	LabVIEW

Seznam obrázků

Obr. 1 Obvodové schéma plynule řízeného kompenzačního zařízení.	6
Obr. 2 Blokové schéma paralelního aktivního výkonového filtru.	7
Obr. 3 Blokové schéma sériového aktivního výkonového filtru.	7
Obr. 4 Osové souřadnice používané v transformacích.	9
Obr. 5 Fyzikální význam mezi souřadnicemi a-b-c a α - β -0.	12
Obr. 6 Fyzikální význam souřadnic p-q-r a) Vztah mezi souřadnicemi α - β -0 a α' - β' -0 (pohled ze shora osy 0) b) Vztah mezi souřadnicemi α' - β' -0 a p-q-r (pohled zdola osy 0).	12
Obr. 7 Struktura adaptivního systému.	15
Obr. 8 Blokový diagram adaptivního FIR filtru.	16
Obr. 9 Příklad čelního panelu v programu LabVIEW.	20
Obr. 10 Příklad blokového diagramu v programu LabVIEW.	20
Obr. 11 Blokové schéma aplikace.	21
Obr. 12 Blokový diagram subVI pro generování naměřených signálů.	22
Obr. 13 Blokový diagram subVI pro generování signálů.	23
Obr. 14 Blokový diagram subVI pro generování scénářů.	23
Obr. 15 Blokový diagram subVI referenčního signálu.	24
Obr. 16 Blokový diagram subVI adaptivní filtry.	24
Obr. 17 Blokový diagram SubVI pro výpočet THD a zobrazení FFT.	25
Obr. 18 Blokový diagram subVI pro výpočet PRD, RMSE a SNR.	25
Obr. 19 Blokový diagram subVI pro úpravu hodnoty THD.	26
Obr. 20 Blokový diagram pro detekci ideálního nastavení filtru.	27
Obr. 21 Blokový diagram hlavního programu.	28
Obr. 22 Blokový diagram struktury experimentu.	29
Obr. 23 Průběh naměřeného proudu před kompenzací.	29
Obr. 24 Průběh naměřeného proudu po kompenzaci (červeně) a průběh referenčního proudu (modře) pro $N=10$, $\mu=0,0001$	30
Obr. 25 Vlevo je FFT naměřeného signálu před kompenzací a vpravo je FFT naměřeného signálu po kompenzaci pro $N=10$, $\mu=0,0001$	30
Obr. 26 3D graf v souřadnicích x, y. Slouží pro zobrazení rozsahu nastavených hodnoty $N <2; 20>$ a $\mu <0,01; 0,0001>$ pro limit THD 23 %.	31
Obr. 27 3D graf v souřadnicích x, y, z. Slouží pro zobrazení rozsahu nastavených hodnoty $N <2; 20>$ a $\mu <0,01; 0,0001>$ pro limit THD 23%.	32
Obr. 28 Průběh naměřeného proudu po kompenzaci (červeně) a průběh referenčního proudu (modře) pro $N=20$, $\lambda=1$	32
Obr. 29 Vlevo je FFT naměřeného signálu před kompenzací a vpravo je FFT naměřeného signálu po kompenzaci pro $N=20$, $\lambda=1$	32
Obr. 30 Vygenerovaný signál před kompenzací.	34
Obr. 31 Průběh generovaného proudu po kompenzaci (červeně) a průběh referenčního proudu (modře) pro $N=20$, $\mu=0,00001$	35
Obr. 32 Vlevo je FFT generovaného signálu před kompenzací a vpravo je FFT generovaného signálu po kompenzaci pro $N=20$, $\mu=0,00001$	35

Obr. 33 Průběh generovaného proudu po kompenzaci (červeně) a průběh referenčního proudu (modře) pro $N=20$, $\lambda=1$	36
Obr. 34 Vlevo je FFT generovaného signálu před kompenzací a vpravo je FFT generovaného signálu po kompenzaci pro $N=20$, $\lambda=1$	37
Obr. 35 Čelní panel aplikace	I

Seznam použitých tabulek

Tabulka 1 Limitní hodnoty jednotlivých harmonických složek dle ČSN 50160 [16].....	3
Tabulka 2 Maximální proud vyšších harmonických a celkové přípustné THD [8].	4
Tabulka 3 Výsledky experimentu na reálných naměřených datech s využitím adaptivního filtru LMS30	
Tabulka 4 Výsledky experimentu na reálných naměřených datech s využitím adaptivního filtru RLS	33
Tabulka 5 Výsledky experimentu na generovaných datech s využitím adaptivního filtru LMS	36
Tabulka 6 Výsledky experimentu na generovaných datech s využitím adaptivního filtru RLS	37

1 Úvod

Tato práce se zabývá řešením na téma řízení paralelních aktivních výkonových filtrů (SAPF). Cílem této práce je poskytnout čtenáři přehled o používaných metodách řízení SAPF. Paralelní aktivní filtry jsou speciálně řízené měniče (střídače) napětí nebo proudu. Pro spolehlivou kompenzaci vyšších harmonických a jalových výkonů v síti musí SAPF obsahovat velmi výkonnou výpočetní jednotku, která musí neprodleně reagovat na výskyt vyšších harmonických složek v síti. K měření požadovaných veličin se využívají měřicí transformátory nebo Hallovy sondy.

Moderní průmyslové podniky obvykle mají četné typy elektrických zařízení a zátěží, které lze rozdělit na lineární (rekuperační energetické jednotky, činná zatížení, stroje na střídavý proud) a nelineární (měniče, UPS nebo zářivkové soustavy). Polovodičové měniče jsou ve výkonové elektronice hlavním zdrojem negativních vlivů na elektrickou síť. Mezi tyto vlivy patří zatížení elektrické sítě vyššími harmonickými a jalovým výkonem.

V teoretické části jsou popsány parametry kvality elektrické energie, způsoby kompenzování jalového výkonu a jsou popsány veličiny definující zkreslení signálu. Dále jsou popsány způsoby řízení pro SAPF v časové oblasti a struktura adaptivní filtrace včetně použitých algoritmů.

V praktické části byla vytvořena simulační aplikace, která je rozdělena do tří částí. V první části generujeme proud z elektrické sítě s vyššími harmonickými a šumem nebo použijeme reálně naměřená data. V druhé části aplikujeme vybraný algoritmus z rodiny LMS nebo RLS a hodnotíme algoritmus dle rychlosti adaptace, THD, RMSE, PRD a SNR. Poslední část detekuje nejvhodnější nastavení adaptivního filtru dle nejnižšího THD.

2 Kvalita elektrické energie

V ideálním případě by měl odběratel od dodavatele odebírat elektrickou energii v kvalitě, ve které je vyráběna. Jednalo by se tedy o třífázovou souměrnou napěťovou soustavu s čistě sinusovým průběhem o konstantní amplitudě a frekvenci v každé fázi. Vlivem interakce sítě s odběry tvořenými nesinusovými proudy, vlivem nelinearit a vlivem přechodových dějů je však situace u odběratele odlišná.

Kvalita elektrická energie je důležitá nejen pro správný chod elektrických zařízení na straně odběratele, ale také pro snížení zbytečných ztrát na straně dodavatele. V minulosti byla kvalita elektrické energie posuzována především stabilním napětím a kmitočtem. V současnosti je snaha o snížení spotřeby elektrické energie, proto se používají úsporná zařízení a přístroje, které ale mají nelineární nebo proměnlivou V-A charakteristiku. Jelikož se změnil typ zatížení elektrické sítě, musely se změnit i parametry pro kvalitu elektrické sítě, které jsou popsány v této kapitole.

2.1 Parametry kvality elektrické energie dle ČSN EN 50160

Kvalita elektrické energie je určena normou ČSN EN 50160, viz [16]. Tato norma stanovuje základní parametry pro kvalitu elektrické energie uvedené v této kapitole.

2.1.1 Jmenovité napětí

Normalizované jmenovité napětí pro veřejnou síť nízkého napětí je 230 V mezi fází a uzlem (nulovým vodičem) nebo mezi fázemi. Pro čtyřvodičové trojfázové soustavy je jmenovité napětí 230 V mezi fází a uzlem. Pro třívodičové soustavy je jmenovité napětí 230 V mezi fázovými vodiči.

Za normálních provozních podmínek musí být 95 % průměrných efektivních hodnot napájecího napětí v rozsahu $230 \text{ V} \pm 10 \%$, tj. 207 až 253 V a všechny průměrné efektivní hodnoty musí být v intervalu $230 \text{ V} +10 \%/ -15 \%$, tj. 195,5 až 253 V.

2.1.2 Kmitočet sítě

Jmenovitý kmitočet napájecího napětí je 50 Hz. Za normálních provozních podmínek musí být střední hodnota kmitočtu základní harmonické v intervalu $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$, tj. v rozmezí 49,5 až 50,5 Hz. V těchto mezích se musí frekvence napájecího napětí pohybovat alespoň 99,5 % doby kalendářního roku. Navíc se musí frekvence napájecího napětí pohybovat v rozmezí $50 \text{ Hz} +4 \%/ -6 \%$, tj. 47 až 52 Hz po celou dobu.

2.1.3 Sinusový průběh křivky napětí

Odebíraný proud uživatelem by měl odpovídat ideálnímu tvaru sinusového signálu o jmenovité frekvenci 50 Hz a jmenovité hodnotě napětí 230 V. Tedy by měl odpovídat následující rovnici:

$$u(t) = \sqrt{2} \cdot 230 \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad (1)$$

kde ω je úhlová frekvence signálu, t je čas a φ je fázový posuv signálu.

Odběrem nesinusového proudu, jež odebírají mnohé moderní elektrické spotřebiče, dochází ke zkreslení sinusové křivky napětí. Nesinusový proud způsobí úbytek napětí na impedanci sítě, kterou prochází, což vede k deformaci křivky napětí.

Za normálních provozních podmínek musí být v libovolném týdenním období 95 % desetiminutových efektivních hodnot napětí každé harmonické menší nebo rovno hodnotě uvedené v Tabulce 1. U jednotlivých harmonických mohou rezonance způsobit napětí vyšší.

Mimoto celkový činitel harmonického zkreslení THD napájecího napětí, jež zahrnuje všechny harmonické až do řádu 40 musí být menší nebo roven 8 %.

Tabulka 1 Limitní hodnoty jednotlivých harmonických složek dle ČSN 50160 [16].

Sudé harmonické		Liché harmonické	
Řád harmonické (-)	Harmonické napětí (%)	Řád harmonické (-)	Harmonické napětí (%)
2	2	3	5
4	1	5	6
6	0,5	7	5
8	0,5	9	1,5
10	0,5	11	3,5
12	0,5	13	3
14	0,5	15	0,5
16	0,5	17	2
18	0,5	19	1,5
20	0,5	21	0,5
22	0,5	23	1,5
24	0,5	25	1,5

2.1.4 Souměrnost napájecího napětí

Souměrností napájecího napětí je rozuměno, že napětí v jednotlivých fázích mají stejnou velikost a vzájemný fázový posuv mezi těmito napětími je 120°. Nemusí se jednat vždy o vliv jednofázových spotřebičů, jelikož vážné problémy mohou způsobit i trojfázová zařízení. Parametrem, kterým lze kvantitativně charakterizovat význam nesouměrnosti, je činitel nesouměrnosti:

$$\rho = \frac{|U_2|}{|U_1|} \cdot 100 [\%], \quad (2)$$

kde U_2 je efektivní hodnota zpětné souměrné složky a U_1 je efektivní hodnota sousledné složky.

Za normálních provozních podmínek musí být v libovolném týdenním období 95 % středních efektivních hodnot napájecího napětí v rozsahu 0 až 2 % sousledné složky.

2.1.5 Kolísání napětí

Jedná se o rychlou změnu efektivního napětí mezi dvěma ustálenými, po sobě následujícími stavy. Obvykle jsou způsobeny změnami zatížení nebo spínání v síti. Za normálních provozních podmínek tyto změny nepřesahují 5 % jmenovitého napětí. Vyšší změny mohou nastat například na koncích dlouhých vedení, kde hodnota úbytku jmenovitého napětí může dosáhnout až 10 %.

2.1.6 Flikr

Flikr úzce souvisí s výše popsanou problematikou kolísání napětí. Zájem o tuto problematiku je vyvolán zejména negativním působením na člověka. Vlivem kolísání napětí dochází k změnám jasu světelných zdrojů, které registruje lidské oko. Při jistých parametrech jsou změny svým působením na zrak velmi nepříjemné a škodlivé pro zdraví [15].

Jeho negativní vliv lze charakterizovat velikostí změn napětí, opakovací frekvencí a intervalem následných změn napětí. Z hlediska frekvence je nejvýznamnější pásmo mezi 4 až 10 Hz s maximem citlivosti při 7,5 Hz [15].

Za normálních provozních podmínek musí být po 95 % času, dlouhodobá míra vjemu flikru $P_{lt} \leq 1$.

2.2 Omezení harmonických proudů do veřejné rozvodné sítě dle ČSN EN 61000-3-2

Omezením proudů harmonických, které dodávají spotřebiče do elektrické sítě se zabývá norma ČSN EN 61000-3-2. Tato norma stanovuje meze harmonických složek vstupního proudu, které mohou být vytvořeny zařízením a týká se elektrických zařízení se vstupním fázovým proudem až 16 A včetně, u nichž se předpokládá připojení do veřejných distribučních sítí nízkého napětí. Jako příklad může být použito zařízení pro obloukové svařování, které není profesionálním zařízením, se vstupním fázovým proudem do 16 A včetně [8].

Pokud se jedná o relativně malé zařízení vyhovující vztahu, že poměr zkratových výkonů v místě připojení k zdánlivému příkonu spotřebiče nepřekročí hodnotu 33 a současně vyhovuje mezím uvedeným v Tabulce 2, pak lze zařízení připojit. Zkratový výkon je dán vztahem [8]:

$$R_{sce} = \frac{S_{SC}}{3S_{equ}} \cdot 100 [\%], \quad (3)$$

kde S_{SC} je zkratový výkon a S_{equ} je zdánlivý výkon zařízení.

Tabulka 2 Maximální proud vyšších harmonických a celkové přípustné THD [8].

Přípustný proud jednotlivé harmonické I_h/I_1 (%)						Přípustný činitel harmonického zkreslení (%)
I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}	THD
21,6	10,7	7,2	3,8	3,1	2	23

3 Způsoby kompenzace jalového výkonu v síti

3.1 Základní rozdělení technických prostředků pro kompenzaci jalového výkonu

3.1.1 Rotační kompenzační zařízení

Rotační kompenzační zařízení mohou být synchronní kompenzátory nebo synchronní motory, které pracují naprázdno, tedy s minimálním činným výkonem¹ a velkým rozsahem regulace jalového výkonu². Synchronní elektrický stroj se vyznačuje tím, že magnetizační energie je dodávána samostatným budícím vinutím napájeným ze zdroje stejnosměrného proudu. Změnou velikosti budícího proudu můžeme měnit účinnost odběru motoru, a to jak v oblasti kapacitní, tak i induktivní [15].

¹ Činný výkon je výkon, který se nenávratně mění na jinou formu energie (kinetická nebo tepelná).

² Jalový výkon je výkon odebíraný elektrickými spotřebiči pracujícími na indukčním principu. Jsou-li tyto spotřebiče připojeny na střídavý proud, odebírají ze sítě navíc výkon, který potřebují k vytvoření magnetického pole, jenž je poté vrácen zpět do sítě. Tento výkon se přelévá mezi generátorem a spotřebičem sem a tam, čímž zatěžuje generátory, transformátory a elektrické rozvodné soustavy.

Tyto kompenzační zařízení nacházejí uplatnění v aplikacích, kde je poměrně stabilní zátěžný moment, např. pohony čerpadel, kompresorů, ventilátorů apod. [15].

Rotační kompenzační zařízení jsou na ústupu, jelikož spotřebovávají činnou energii, mají vyšší nároky na údržbu a vyšší nároky na obestavěný prostor oproti statickým kompenzačním zařízením [15].

3.1.2 Statické kompenzační zařízení

Tyto kompenzační zařízení nejsou na rozdíl od rotačních kompenzátorů závislé na dodávce činné energie. Jsou tvořeny pasivními kompenzačními prvky RLC.

3.1.2.1 Prosté kondenzátory

Použitím kondenzátorů vyžadujeme dodržení tří hlavních požadavků, kterými jsou tepelná stabilita při vysokém jalovém výkonu, odolnost proti přepětí a spolehlivost bezpečného provozu. Kvalita kondenzátorů je výrazně ovlivněna ztrátami, které jsou dány např. ztrátou dielektrika, vybíjecích odporů apod. Životnost kondenzátorů je dána provozní teplotou a frekvenční závislostí [15].

Prosté kondenzátory lze používat pro kompenzaci jalového výkonu v sítích nízkého i vysokého napětí, ale s malými úrovněmi energetického rušení, tj. v sítích, kde podíl instalovaného výkonu nelineárních spotřebičů nepřesahuje 10-15 % výkonu napájecího transformátoru [15].

3.1.2.2 Pasivní filtry

Pro filtraci harmonických složek proudu a současně pro kompenzaci účinníku se používají výkonové sériové LC filtry. Takto zapojený pasivní filtr tvoří sériový rezonanční obvod RLC, kde tlumivka L a kondenzátor C tvoří čistě reaktivní části, zatímco ohmická, tedy ztrátová složka představuje odpor R. Takovýto obvod je naladěn na rezonanční kmitočet, na kterém se filtr chová ideálně jako zkrat. Pasivní filtr se chová pro první harmonickou složku jako kompenzátor. Rezananční kmitočet obvodu f_r se určí z Thompsonova vztahu [15]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4)$$

Pasivní filtry se připojují do elektrické sítě k účelné eliminaci harmonického proudu, který je generován spotřebiči, jejichž výkon je v porovnání s ostatními spotřebiči dominantní. V praxi se připojuje několik paralelních filtrů naladěných na jednotlivé harmonické, tedy musíme předem znát charakter zátěže.

3.2 Způsoby řízení kompenzačního výkonu

3.2.1 Stupňovité řízení kompenzačního zařízení

U tohoto řízení je důležitá volba počtu a velikosti jednotlivých stupňů. Počet stupňů závisí na reálné velikosti jednoho stupně, celkovém potřebném kompenzačním výkonu a na požadované hodnotě vykompenzování, obvykle $\cos\varphi_0 \geq 0,95$, neboli $\tan\varphi_0 \leq 0,33$ [15].

$$\frac{Q_L - N \cdot Q_{C1}}{P} \leq \tan(\varphi_0). \quad (5)$$

Z tohoto vztahu lze určit vztah pro počet stupňů kompenzátoru N :

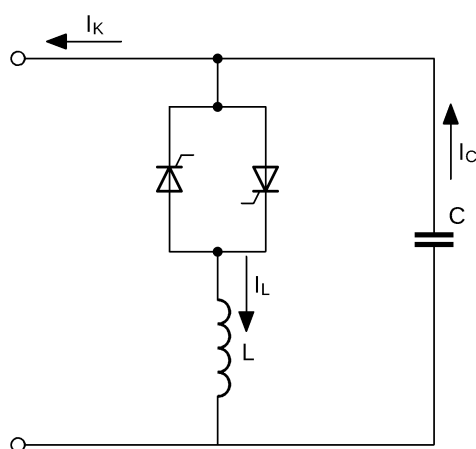
$$N \geq \frac{Q_L - P \cdot \tan(\varphi_0)}{Q_{C1}}. \quad (6)$$

Z principu stupňovité kompenzace vyplývá, že není možné vykompenzovat jalový výkon, jehož hodnota odpovídá výkonu jednoho kompenzačního stupně. Tato hodnota je právě míra nevykompenzování, která klesá při nárůstu připojených stupňů [15].

V praktických aplikacích stupňovité kompenzační zařízení nemusí být jednotlivé připojené stupně stejně velké [15].

3.2.2 Plynule řízené kompenzační zařízení – pasivní

Plynule řízení jalového výkonu je možné provést řízením proudu procházejícího tlumivkou. Pro řízení se používají fázově řízené tyristorové spínače v antiparalelním zapojení. Chceme-li řídit kapacitní proud, nelze použít fázově řízený spínač a tlumivku pouze nahradit kondenzátorem, jelikož dochází k přechodovým dějům. Řešením je paralelní připojení kondenzátoru k původnímu obvodu spínače a tlumivky [15].



Obr. 1 Obvodové schéma plynule řízeného kompenzačního zařízení.

Pokud je $I_C \geq I_L$, potom je výsledný kompenzační proud dán následující rovnicí:

$$I_K = I_C - I_L. \quad (7)$$

Plynule řízené pasivní kompenzační zařízení se používají tam, kde dochází k velmi rychlé změně kompenzačního výkonu, např. u řízených pohonů nebo obloukových pecí [15].

3.2.3 Plynule řízené kompenzační zařízení – aktivní

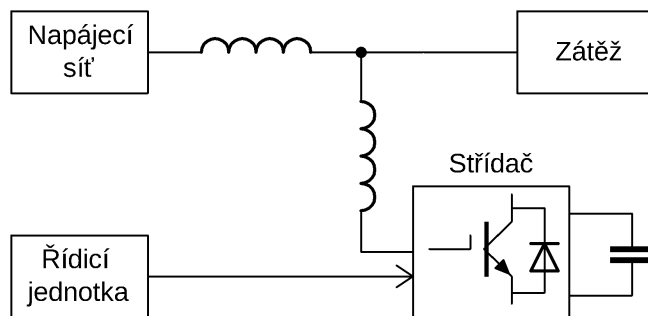
Aktivní filtry lze chápat jako paralelně nebo sériově zapojené generátory, které jsou řízené vhodným řídicím systémem tak, aby i v dynamických stavech byla zajištěna kompenzace nevhodných harmonických složek. Podle zapojení aktivního filtru do sítě pak lze vylepšit proud, napětí nebo obojí. Na základě těchto požadavků lze aktivní filtry dělit na paralelní, sériové a kombinované [15].

3.2.3.1 Paralelní aktivní filtr

Paralelní aktivní filtr tvoří řízený generátor proudu zapojený paralelně k zátěži. Je schopen odstranit nežádoucí harmonické složky tím, že generuje stejné složky opačné fáze a zavádí je do sítě. Výsledný proud je tedy zbaven zvolených harmonických složek. Tímto způsobem se filtruje odebíraný proud z elektrické sítě a tím se také upravují deformace napětí způsobené zátěží. Takto je možné uskutečnit kompenzaci podle okamžitého výskytu harmonických složek bez nebezpečí, že dojde k nežádoucí rezonanci. Generováním jalové složky první harmonické proudu je filtr schopen provádět velmi rychlou

kompenzaci jalového proudu, případně upravovat nesymetrickou zátěž na symetrickou. Podle řídicích algoritmů lze tyto vlastnosti libovolně kombinovat. Paralelní aktivní filtr je se sítí propojen pomocí vazebního pasivního filtru, protože sám měnič aktivního filtru je zdroj vyšších harmonických. Pasivní filtr je typu LC dolní propust [15].

Generátor proudu či napětí může být tvořen můstkovým zapojením polovodičových spínačů (IGBT). Tento generátor v třífázové soustavě obsahuje šest spínačů a zdroj proudu či napětí. V praxi se osvědčilo provedení se zdrojem napětí. Vhodným spínáním tranzistorů můstku lze dosáhnout požadovaného tvaru proudu tekoucího do filtru [15].

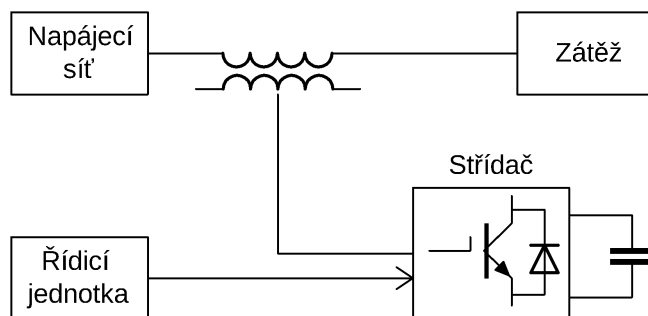


Obr. 2 Blokové schéma paralelního aktivního výkonového filtru.

3.2.3.2 Sériový aktivní výkonový filtr

Sériový aktivní výkonový filtr tvoří generátor napětí a je zapojen mezi svorky sítě a sítě spotřebiče. Tento filtr slouží k úpravě přiváděného napětí na požadovaný tvar [15].

Podobně jako upravuje paralelní aktivní výkonový filtr proud, je zde upravováno napětí. To znamená, že filtr má schopnost udržovat amplitudu napětí, kompenzovat špičky a poklesy, odstraňovat harmonické, zajišťovat symetrické rozložení napětí, ale také dodávat energii při výpadku napájecího zdroje (pokud je filtr napájen nezávislým zdrojem) [15].



Obr. 3 Blokové schéma sériového aktivního výkonového filtru.

3.2.3.3 Kombinovaný aktivní výkonový filtr

Oba výše zmíněné způsoby je možné zkombinovat v jeden celek, čímž vznikne systém zajišťující jak vhodně napětí v místě připojení filtru, tak i definovaný odebraný průběh proudu [15].

4 Veličiny definující zkreslení signálu

4.1 THD

Definuje zkreslení sinusového signálu, které se udává v procentech. Je definován jako poměr součtu všech výkonů harmonických složek k výkonu základní harmonické.

$$THD = \frac{\sqrt{P_2^2 + P_3^2 + P_4^2 + \dots + P_n^2}}{P_1} \cdot 100, \quad (8)$$

kde P_1 je výkon základní harmonické a P_2 až P_n jsou výkony vyšších harmonických.

4.2 SNR

Definuje se jako odstup užitečného signálu od šumu a udává se v decibelech (dB). Pokud je SNR větší než 0 dB, tak je užitečný signál větší než šum. Pro výpočet je potřeba znát ideální (referenční) signál.

$$SNR_{IN} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^{N-1} [\text{sig}_{ideal}(i)]^2}{\sum_{i=1}^{N-1} [\text{sig}_{vst}(i) - \text{sig}_{ideal}(i)]^2} \right). \quad (9)$$

$$SNR_{OUT} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^{N-1} [\text{sig}_{ideal}(i)]^2}{\sum_{i=1}^{N-1} [\text{sig}_{výst}(i) - \text{sig}_{ideal}(i)]^2} \right). \quad (10)$$

4.3 RMSE

Je definovaná jako střední kvadratická odchylka. Udává rozdíl mezi skutečnými a ideálními hodnotami. Jednotka se udává dle zkoumané veličiny.

$$RMSE_{IN} = \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^n (\text{sig}_{vst}(i) - \text{sig}_{ideal}(i))^2}. \quad (11)$$

$$RMSE_{OUT} = \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^n (\text{sig}_{výst}(i) - \text{sig}_{ideal}(i))^2}. \quad (12)$$

4.4 PRD

Je definován jako procentní rozdíl střední kvadratické odchylky v procentech.

$$PRD_{IN} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N [x_{ideal}(i) - x_{vst}(i)]^2}{\sum_{i=1}^N x_{ideal}^2(i)}} \cdot 100. \quad (13)$$

$$PRD_{OUT} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N [x_{ideal}(i) - x_{výst}(i)]^2}{\sum_{i=1}^N x_{ideal}^2(i)}} \cdot 100. \quad (14)$$

5 Metody řízení pro paralelní aktivní výkonové filtry

V současné době lze řídicí algoritmy SAPF rozdělit na dva základní typy řízení, a to na řízení, které pracuje v časové oblasti, viz [1], [2], [3] a řízení pracující ve frekvenční oblasti, viz [1], [4]. Řízení lze využívat jak pro jednofázové, viz [5], tak i třífázové zapojení, viz [1], [2], [6], SAPF.

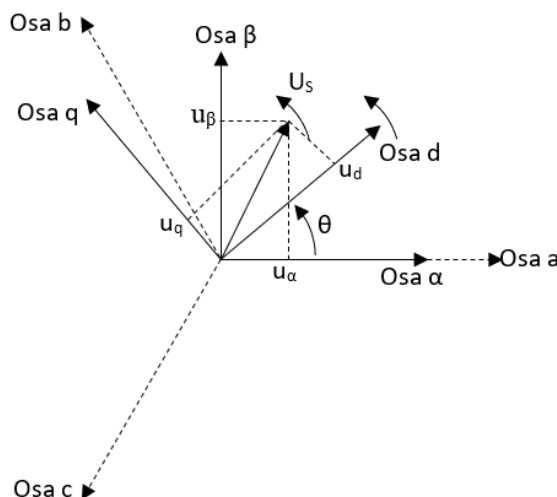
Řídicí algoritmus ve frekvenční oblasti využívá Fourierovu analýzu (DFT, FFT, RDFT) pro získání referenčních hodnot. „Nevýhodou však je potřeba velkého výpočetního času a vzniká časové zpoždění“. Pro výpočet FFT je potřeba jedna perioda signálu. Některé publikace počítají FFT pouze z poloviny nebo čtvrtiny periody. Toto je vhodné, když je průběh signálu symetrický přes polovinu nebo čtvrtinu periody [1].“

Metody řízení v časové oblasti lze dále rozdělit podle způsobu výpočtu referenčních hodnot³ kompenzačních veličin (napětí nebo proudů) na metody pracující s okamžitými⁴ výkony v napájecí síti (p-q, UPF, PHC, SDM) nebo se složkami okamžitých hodnot proudu (SRF, I_d - I_q) [1].

Uvedené strategie řízení a jejich vlastnosti lze porovnat při různých pracovních podmínkách SAPF. Uvedené strategie řízení SAPF jsou porovnávány na základě THD i proudu sítě po kompenzaci [1].

5.1 Řízení v časové oblasti

Využívají se zde metody, které využívají okamžité hodnoty proudů nebo výkonů zátěže. Některé metody používají vhodné algebraické transformace (Clarkové transformace [9], transformace $3/2^5$). Osově souřadnice pro tyto metody jsou zobrazeny na následujícím obrázku:



Obr. 4 Osové souřadnice používané v transformacích.

³ Referenční hodnota je hodnota, které chceme dosáhnout.

⁴ Okamžitá hodnota je hodnota, která odpovídá určitému času. Např. $i=i_m \sin(\omega t \pm \phi)$.

⁵ Transformace 3/2 je transformace z tříosového systému [a b c] do dvouosového systému [α β].

Ve studii Revuelta a kol. viz [10] jsou analyzovány strategie získané z pěti formulací teorie okamžitého výkonu (d-q [2], [11], p-q [7], modifikovaná d-q, p-q-r [12], vektorová) aplikovaných na souměrné, nesouměrné a nesinusové souměrné nelineární systémy. Porovnává se výkonnost kompenzování pomocí dvou veličin naměřených v proudech zdroje po kompenzaci: hodnota THD a efektivní hodnota proudu nulovým vodičem. Metody p-q, p-q-r, d-q a vektorová dosáhly nulového proudu nulovým vodičem, ale modifikovaná p-q metoda nedocílila těchto výsledků. Pouze vektorová a d-q metoda dosáhly nulového THD. Metody p-q a p-q-r dosahují v případě zvlnění pod 10 %. Metoda modifikované p-q přesahuje tuto hodnotu obou případech.

Efektivní hodnota proudu nulovým vodičem je nulová v případě, že se jedná o souměrnou soustavu. Tedy, když platí:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0. \quad (15)$$

Řídící metody v časové oblasti obsahují dolnoproputný nebo hornoproputný filtr. Dolnoproputný filtr slouží k odstranění vysokofrekvenčních prvků v proudu zátěže a propouští základní složku proudu zátěže. Referenční proud pro aktivní filtr je pak získán odečtením základní složky proudu a proudu zátěže. Hornoproputný filtr odstraňuje základní složku proudu zátěže a zbylá část je proud vyšších harmonických, který slouží jako referenční proud pro aktivní filtr. Oba filtry mají velkou chybu ve fázi a velikosti. Hornoproputný filtr je navíc citlivý na vysokofrekvenční šum [2].

5.1.1 Řízení okamžitého neaktivního výkonu (p-q teorie)

Metoda p-q pracuje s okamžitými hodnotami v třífázovém výkonovém systému s nebo bez nulového vodiče. Je vhodná pro aplikaci v ustáleném stavu, ale také v přechodovém stavu. Tato teorie je založena na Clarkové transformaci [9] třífázových napětí a proudů v souřadnicích a-b-c na souřadnice α - β -0 s následným výpočtem okamžitých výkonových složek p-q teorie. Po transformaci dostaneme následující napětí a proudy v souřadnicích α - β -0 [7]:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (17)$$

$$p = u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta \quad \text{okamžitý reálný výkon.} \quad (18)$$

$$q = u_\alpha \cdot i_\beta - u_\beta \cdot i_\alpha \quad \text{okamžitý imaginární výkon.} \quad (19)$$

Výkonové složky p a q se vztahují ke stejným α - β napětím a proudům a můžou být napsány společně:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (20)$$

5.1.2 Synchronous Reference Frame Method (SRF)

V této metodě jsou nejprve detekovány zdrojové proudy (i_a, i_b, i_c) a transformovány do dvouosé stacionární souřadnice α - β -0 z tříosové stacionární souřadnice a-b-c podle následující rovnice [11].

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Zde jsou použity dvě přímé Parkovy transformace [9], které umožňují vyhodnocení specifické harmonické složky vstupních signálů a dolnoproústného filtru. Nyní jsou dvouosé proudové veličiny i_α a i_β stacionární osy $\alpha\beta$ transformovány do dvouosové synchronní (rotující) souřadnice d-q pomocí rovnice (22), kde $\cos\theta$ a $\sin\theta$ reprezentují synchronní jednotku vektorů, které mohou být generovány použitím fázového závěsu (PLL) [11].

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Takto získané proudy i_d a i_q obsahují AC a DC složku. Základní složka proudu je pevná DC složka a AC složka představuje harmonickou složku. Tato harmonická složka může být jednoduše extrahována použitím hornoproústného filtru. Proud i_d je kombinací činného základního proudu (i_{d_DC}) a harmonického proudu zátěže (i_{dh}). Základní složka proudu se otočí synchronně s rotační osou a může se tedy považovat za stejnosměrný proud. Filtrováním i_d se získá proud, který představuje základní složku proudu zátěže v synchronní ose. Tedy AC složka i_{dh} může být získána odečtením i_{d_DC} od celkového proudu i_d , který za sebou zanechává harmonickou složku přítomnou v proudu zátěže. V rotující ose představuje proud osy q (i_q) součet základního jalového proudu a část harmonických proudů zátěže. Pro výpočet referenčních kompenzačních proudů můžeme plně použít proud v ose q. Nyní se provádí inverzní transformace pro transformaci proudů z dvouosé synchronní osy d-q do dvouosé stacionární osy $\alpha\beta$ podle rovnice [11]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Nakonec je proud transformovaný z dvouosé stacionární osy $\alpha\beta$ zpět do tříosé stacionární osy a-b-c podle rovnice (24) a kompenzační referenční proudy i_{ca}^* , i_{cb}^* a i_{cc}^* jsou získány [11].

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

5.1.3 Řízení okamžitých hodnot složek proudu (i_d - i_q metoda)

Tato metoda využívá stejný souřadný systém jako SRF, ale na rozdíl od SRF zde není potřeba PLL a synchronizace. Proud i_d a i_q můžeme získat z následující rovnice [2]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (25)$$

kde

$$\cos\theta = \frac{u_\alpha}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}}, \quad \sin\theta = \frac{u_\beta}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}}, \quad (26)$$

kde u_α a u_β jsou z p-q teorie. Tato metoda je vhodná pouze pro třífázové systémy [2].

Převod ze souřadnic d-q do souřadnic a-b-c je stejný jako v SRF.

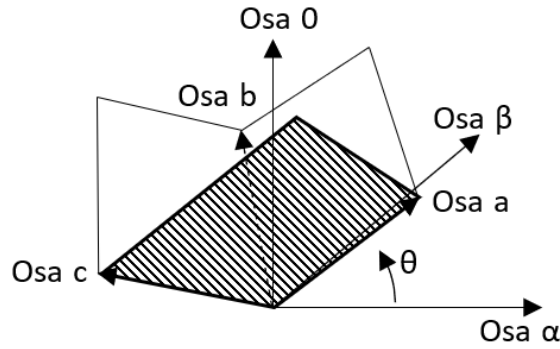
5.1.4 Řízení okamžitého neaktivního výkonu v souřadnicích PQR

Tato teorie se provádí dvojitým transformačním procesem. První transformace napětí a proudů ze souřadnic a-b-c do souřadnic α - β -0, poté druhá transformace ze souřadnic α - β -0 do souřadnic p-q-r dle následujících rovnic [12].

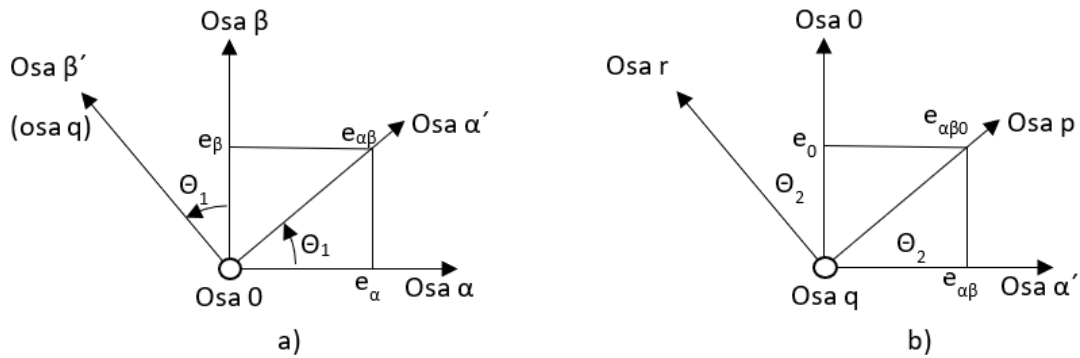
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Fyzický význam souřadnicové transformace výše uvedených rovnic je znázorněn na Obr. 5. Vertikální úhly z roviny α - β do souřadnic a-b-c jsou stejné a to $\theta = \tan^{-1}(1/\sqrt{2})$ a osa a se nachází nad osou α [12].



Obr. 5 Fyzikální význam mezi souřadnicemi a-b-c a α - β -0.



Obr. 6 Fyzikální význam souřadnic p-q-r a) Vztah mezi souřadnicemi α - β -0 a α' - β' -0 (pohled ze shora osy 0) b) Vztah mezi souřadnicemi α' - β' -0 a p-q-r (pohled zdola osy 0).

Jak je zobrazeno na obr. 6 a), nová souřadnice α' - β' -0 je vytvořena otáčením osy 0 souřadnice α - β -0 úhlem θ_1 , čímž se osa α zarovnává s vektorem okamžitého prostorového napětí ($e_{\alpha\beta}$) do roviny α - β . Proud prostorového vektoru v souřadnici α' - β' -0 může být vyjádřen [12]:

$$\begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 & 0 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_\alpha}{e_{\alpha\beta}} & \frac{e_\beta}{e_{\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{e_\beta}{e_{\alpha\beta}} & \frac{e_\alpha}{e_{\alpha\beta}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad (29)$$

kde $e_{\alpha\beta} = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}$.

Jak je zobrazeno na obr. 6 b), souřadnice p-q-r mohou vzniknout rotováním osy β' souřadnice α' - β' -0 úhlem θ_2 , čímž se osa α' zarovnává s vektorem okamžitého prostorového napětí ($e_{\alpha\beta 0}$). Proud prostorového vektoru v souřadnici p-q-r je vyjádřen [12]:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 & \sin \theta_2 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_{\alpha\beta}}{e_{\alpha\beta 0}} & 0 & \frac{e_0}{e_{\alpha\beta 0}} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{e_0}{e_{\alpha\beta 0}} & 0 & \frac{e_{\alpha\beta}}{e_{\alpha\beta 0}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad (30)$$

kde $e_{\alpha\beta 0} = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2 + e_0^2}$.

Osy β' a q jsou identické. Kombinací rovnic (29) a (30) vznikne transformace ze souřadnice α - β -0 do souřadnice p-q-r [12]:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_\alpha}{e_{\alpha\beta 0}} & \frac{e_\beta}{e_{\alpha\beta 0}} & \frac{e_0}{e_{\alpha\beta 0}} \\ -\frac{e_\beta}{e_{\alpha\beta 0}} & \frac{e_\alpha}{e_{\alpha\beta 0}} & 0 \\ -\frac{e_0 \cdot e_\alpha}{e_{\alpha\beta 0} \cdot e_{\alpha\beta}} & -\frac{e_0 \cdot e_\beta}{e_{\alpha\beta 0} \cdot e_{\alpha\beta}} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (31)$$

5.1.5 Unity Power Factor (UPF)

Tato metoda vyžaduje, aby byla zátěž a aktivní výkonový filtr považovány zdrojem za lineární zátěž.

Pokud je toto splněno, proud zdroje po kompenzaci je vyjádřen jako:

$$i_{sref} = k \cdot u_s, \quad (32)$$

kde k je vodivost nelineární zátěže a výkonového aktivního filtru. Po kompenzaci je proud zdroje sinusový, který má stejný tvar jako napětí zdroje a jsou ve fázi. Mezitím nejsou přítomné žádné vyšší harmonické ve zdroji proudu a účinník je roven jedné [3], [5].

$$k = \frac{\vec{p}_{La\beta} + \vec{p}_{Lo}}{(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2)_{DC}}. \quad (33)$$

Výkon dodaný zdrojem bude:

$$p_s = u_s \cdot i_{sref} = u_s \cdot k \cdot u_s = k(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2). \quad (34)$$

Nakonec bude referenční proud zdroje dán:

$$\begin{bmatrix} i_{s0ref} \\ i_{s\alpha ref} \\ i_{s\beta ref} \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{\vec{p}_{L\alpha\beta} + \vec{p}_{L0}}{(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2)_{DC}} \cdot \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}. \quad (35)$$

5.1.6 The Perfect Harmonic Cancellation (PHC)

Cílem této metody je kompenzovat všechny harmonické proudy a základní jalový výkon odebíraný zátěží. Proud zdroje bude tedy ve fázi se základní složkou napětí zdroje v PCC [3].

Referenční proud zdroje bude:

$$i_{sref} = k \cdot u_1^+, \quad (36)$$

kde u_1^+ je prostorový vektor napětí se základní harmonickou zdroje v PCC.

Výkon dodaný zdrojem bude:

$$p_s = u_s \cdot i_{sref} = u_s \cdot k \cdot u_1^+ = k(u_\alpha \cdot u_{\alpha 1}^+ + u_\beta \cdot u_{\beta 1}^+), \quad (37)$$

kde k je:

$$k = \frac{\vec{p}_{L\alpha\beta} + \vec{p}_{L0}}{u_{\alpha 1}^{+2} + u_{\beta 1}^{+2}}. \quad (38)$$

Nakonec bude referenční proud zdroje dán:

$$\begin{bmatrix} i_{s0ref} \\ i_{s\alpha ref} \\ i_{s\beta ref} \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ u_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} = \frac{\vec{p}_{L\alpha\beta} + \vec{p}_{L0}}{u_{\alpha 1}^{+2} + u_{\beta 1}^{+2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ u_{\alpha 1}^+ \\ u_{\beta 1}^+ \end{bmatrix}. \quad (39)$$

5.1.7 Synchronně detekční metoda (SDM)

Tato teorie může pracovat efektivně v souměrných i nesouměrných soustavách, protože kompenzační proudy jsou vypočítávány s přihlédnutím na napětí jednotlivých fází. Tato teorie se používá k výpočtu kompenzačních proudů, zatímco třífázový zdroj napájí vysoce nelineární zátěž. Metoda rovnoměrného rozdělení proudu SDM je zde využívána k výpočtu třífázových kompenzačních proudů, které má aktivní filtr dodávat [6].

Při výpočtu třífázových kompenzačních proudů za použití metody rovnoměrného rozdělení proudu SDM algoritmu se vychází z následujících předpokladů: Napětí není zkreslené a ztráta v neutrálním vodiči je zanedbatelná [6].

Předpokládáme, že maximální hodnoty proudů zdroje jsou po kompenzaci souměrné:

$$I_{am} = I_{bm} = I_{cm} = I_m. \quad (40)$$

Maximální hodnoty činných proudů v každé fázi po kompenzaci jsou:

$$I_{am} = \frac{2P_a}{U_{am}}, I_{bm} = \frac{2P_b}{U_{bm}}, I_{cm} = \frac{2P_c}{U_{cm}}, \quad (41)$$

kde P_a, P_b a P_c jsou skutečné výkony každé fáze. U_{am}, U_{bm} a U_{cm} jsou maximální hodnoty fázového napětí každé fáze.

Celkový průměrný výkon:

$$P_{av} = P_a + P_b + P_c. \quad (42)$$

Úpravou dostaneme:

$$P_a = \frac{U_{am}}{U_t} P_{av}, P_b = \frac{U_{bm}}{U_t} P_{av}, P_c = \frac{U_{cm}}{U_t} P_{av}. \quad (43)$$

Proudy referenčního aktivního zdroje se vypočítají:

$$i_{ac\ c}(t) = \frac{2p_{av}}{U_{am} \cdot U_t} u_{an}(t), \quad (44)$$

$$i_{bc\ c}(t) = \frac{2p_{av}}{U_{bm} \cdot U_t} u_{bn}(t), \quad (45)$$

$$i_{cc\ c}(t) = \frac{2p_{av}}{U_{cm} \cdot U_t} u_{cn}(t), \quad (46)$$

kde

$$U_t = U_{am} + U_{bm} + U_{cm}. \quad (47)$$

Kompenzační proudy jsou dány:

$$i_{c\ an}(t) = i_{an}(t) - i_{ac\ c}(t), \quad (48)$$

$$i_{c\ bn}(t) = i_{bn}(t) - i_{bc\ c}(t), \quad (49)$$

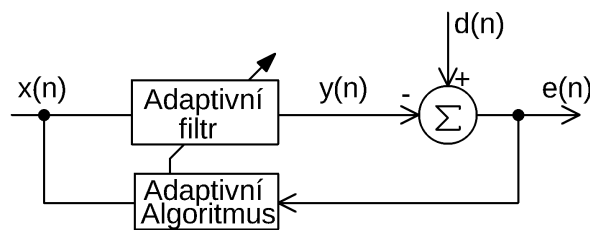
$$i_{c\ cn}(t) = i_{cn}(t) - i_{cc\ c}(t). \quad (50)$$

5.2 Adaptivní filtrace

V praxi se tento filtr používá v neznámém prostředí, v němž je náročná předběžná identifikace, nebo jde o časově proměnné prostředí, jehož vývoj do budoucna nelze předvídat. V takovémto případě se hodnoty optimálních koeficientů filtru mění v čase, a pro správné nastavení je vhodné využití adaptivní algoritmy [13].

5.2.1 Struktura adaptivních systémů

Každý adaptivní systém obsahuje čtyři signály: vstupní referenční signál $x(n)$, dále vstupní signál $d(n)$, výstupní chybový signál $e(n)$ a výstupní signál $y(n)$. Podle určitých kritérií algoritmus iterativně nastavuje hodnoty koeficientů adaptivního filtru v každém kroku. Adaptivní algoritmus se tak podle potřeby přizpůsobuje měnícím se podmínkám během procesu filtrace (proces učení). Adaptivní filtr upravuje výstupní signál $y(n)$ tak, aby byla odchylka co nejmenší, ideálně nulová. Adaptivní filtr bývá většinou FIR⁶ filtr, protože mívá výhodnější vlastnosti než IIR filtr [13].



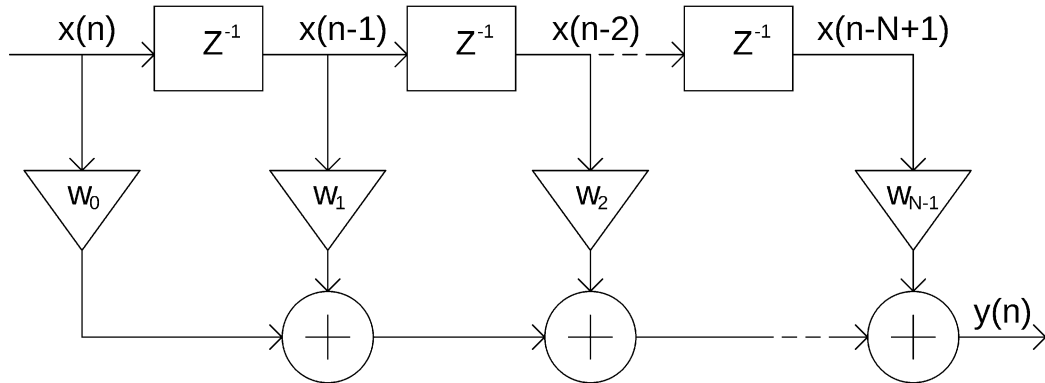
Obr. 7 Struktura adaptivního systému.

⁶ FIR filtr je filtr s konečnou impulsní odezvou. Vyznačuje se absolutní stabilitou a lineární fází.

Adaptivní systémy nacházejí využití v aplikacích, které zahrnují tyto tři obecné problémy zpracování signálů, případně jejich kombinace.

1. Odstranění šumu
2. Identifikace neznámého systému
3. Odhad průběhu signálu

5.2.2 Adaptivní FIR filtr



Obr. 8 Blokový diagram adaptivního FIR filtru.

Na obr. 8 je zobrazen blokový diagram adaptivního filtru, kde w_i představuje koeficienty vektoru vah transversálního FIR filtru, z^{-1} reprezentuje zpoždění. Tato struktura platí pro LMS i pro RLS algoritmus. V této práci bude vstupní signál ve formě sloupcového vektoru definovaný následující rovnicí [13]:

$$\vec{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ x(n-2) \ \dots \ x(n-N+1)]^T. \quad (51)$$

Vektor vah transversálního filtru bude mít podobu:

$$\vec{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ w_2(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T. \quad (52)$$

Výstupní signál adaptivního filtru lze zapsat pomocí rovnice jako:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i). \quad (53)$$

Jedná se o filtr N-tého řádu, proto je rozsah indexace od 0 do N-1. Toto lze vyjádřit jako ekvivalent ke skalárnímu součinu mezi impulzní odezvou vektoru a vstupním vektorem:

$$\begin{aligned} \vec{y}(n) &= \vec{w}(n) \cdot \vec{x}(n). \\ \vec{y}(n) &= \vec{w}^T(n) \vec{x}(n). \end{aligned} \quad (54)$$

Cílem celého procesu adaptace vah je postupné snižování účelné funkce $\xi(n)$ až na její minimum. Hodnota $\xi(n)$ závisí pouze na hodnotě chybového signálu čili závisí na rozdílu mezi žádanou a skutečnou hodnotou:

$$e(n) = d(n) - y(n). \quad (55)$$

Cílem celého procesu adaptace LMS algoritmu je postupné snižování hodnot účelové funkce $\xi(n)$ až na její minimum dle následující rovnice:

$$\xi(n) = E[e^2(n)] = E[(d(n) - y(n))^2]. \quad (56)$$

Algoritmus RLS na rozdíl od algoritmu LMS má vlastní statistické pojetí. V tomto algoritmu se pracuje s průměrnými hodnotami veličin počítanými z časových vývojů namísto vzorkových průměrů počítaných z několika realizací stejného náhodného procesu [13].

$$\xi(n) = \sum_{k=1}^n \rho_n(k) e_n^2(k). \quad (57)$$

$$\rho_n(k) = \lambda^{n-k}.$$

kde $k = 1, 2, 3, \dots, n$, parametr λ je označován jako činitel zapomínání a je v rozsahu 0 až 1, avšak doporučuje se používat hodnoty v rozsahu 0,95 až 1.

5.2.3 Adaptivní algoritmy

Mezi nejpoužívanější adaptivní algoritmy používané v současné praxi jsou algoritmy z rodiny LMS a algoritmy z rodiny RLS.

5.2.3.1 LMS algoritmus

Tento algoritmus je hlavní představitel třídy stochastických gradientních algoritmů, založených na teorii Wienerovy filtrace, stochastickém průměrování a metodě nejmenších čtverců [13].

Každá iterace LMS algoritmu vyžaduje tři odlišné kroky v tomto pořadí:

1. Výstup z filtru $y(n)$ je vypočten pomocí rovnice (53) respektive (54).
2. Hodnota odhadované chyby je vypočtena pomocí rovnice (55).
3. Váhy vektoru filtru jsou aktualizovány podle následující rovnice [13]:

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + 2\mu e(n)\vec{x}(n). \quad (58)$$

Parametr μ je označován jako konvergenční konstanta nebo velikost kroku LMS algoritmu. Je to malá kladná konstanta, která ovlivňuje vlastnosti adaptace algoritmu (rychlost konvergence, stabilitu filtru apod.) [13].

5.2.3.2 NLMS algoritmus

Pokud vstupní signál $x(n)$ nabývá poměrně vysokých hodnot, tak při použití LMS algoritmu dochází k zesilování šumu. Algoritmus NLMS používá variabilní konvergenční konstantu každé iterace, která je vypočtena pomocí výkonu vstupního signálu.

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \frac{\mu}{\|\vec{x}(n)\|^2} \vec{x}(n)e(n), \quad (59)$$

kde

$$\mu(n) = \mu / \|\vec{x}(n)\|^2.$$

5.2.3.3 SLMS algoritmus

Některé aplikace adaptivních filtrů požadují implementaci algoritmu adaptivního filtru v závislosti na požadavcích hardwaru, jako jsou zařízení pro zpracování digitálního signálu (DSP), FPGA a aplikace speciálních integrovaných obvodů (ASIC). Tyto oblasti využití vyžadují zjednodušenou verzi standardního algoritmu LMS. Funkce SIGN, která je definovaná následující rovnicí může zjednodušit standardní algoritmus LMS.

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1; & x > 0 \\ 0; & x = 0 \\ -1; & x < 0 \end{cases}. \quad (60)$$

Použitím funkce SIGN na standardní LMS algoritmus vrací tři typy SLMS algoritmu.

- Sign-error LMS algormus – Aplikuje funkci SIGN na chybový signál $e(n)$. Tento algoritmus aktualizuje koeficienty adaptivního filtru pomocí následující rovnice:

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \mu \cdot \text{sgn}(e(n)) \cdot \vec{x}(n). \quad (61)$$

Pokud je $e(n)$ nula, tak tento algoritmus nezahrnuje operaci násobení. Když $e(n)$ není nula, tak tento algoritmus zahrnuje pouze jednu operaci násobení.

- Sign-data LMS algoritmus – Aplikuje funkci SIGN do vektoru vstupního signálu. Tento algoritmus aktualizuje koeficienty adaptivního filtru pomocí následující rovnice:

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \mu \cdot e(n) \cdot \text{sgn}(\vec{x}(n)). \quad (62)$$

Pokud je $x(n)$ nula, tak tento algoritmus nezahrnuje operaci násobení. Když $x(n)$ není nula, tak tento algoritmus zahrnuje pouze jednu operaci násobení.

- Sign-sign LMS algoritmus – Aplikuje funkci SIGN jak na $e(n)$, tak na $x(n)$. Tento algoritmus aktualizuje koeficienty adaptivního filtru pomocí následující rovnice:

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \mu \cdot \text{sgn}(e(n)) \cdot \text{sgn}(\vec{x}(n)). \quad (63)$$

Pokud je $e(n)$ nebo $x(n)$ nula, tak tento algoritmus nezahrnuje operaci násobení. Když $e(n)$ nebo $x(n)$ není nula, tak tento algoritmus zahrnuje pouze jednu operaci násobení.

SLMS algoritmus zahrnuje méně násobících operací než jiné algoritmy, ale ve srovnání se standardním LMS algoritmem má algoritmus SLMS pomalejší konvergenční rychlost a větší chybu v ustáleném stavu.

5.2.3.4 RLS algoritmus

Tento algoritmus je základní představitel třídy rekurzivních algoritmů, kterou jsou založeny na teorii Kalmanovy filtrace, časovém průměrování a metodě nejmenších čtverců. Na rozdíl od algoritmu LMS má vlastní statistické pojetí. Zde se pracuje s průměrnými hodnotami veličin, které jsou počítány z časových vývodů [13].

Pro implementaci RLS algoritmu musí být provedeny následující kroky v tomto pořadí:

1. Výstup filtru je vypočten užitím vah filtru z předchozí iterace a současného vstupního vektoru:

$$\vec{y}_{n-1}(n) = \vec{w}^T(n-1) \vec{x}(n). \quad (64)$$

2. Vektor středního zesílení je vypočten užitím rovnice:

$$\begin{aligned} \vec{u}(n) &= \vec{\Psi}_\lambda^{-1}(n-1) \vec{x}(n). \\ \vec{k}(n) &= \frac{1}{\lambda + \vec{x}^T(n) \vec{u}(n)} \vec{u}(n). \end{aligned} \quad (65)$$

3. Hodnota odhadované chyby je vypočtena dle rovnice:

$$\vec{e}_{n-1}(n) = d(n) - \vec{y}_{n-1}(n). \quad (66)$$

4. Vektor vah filtru je aktualizován užitím rovnice (66) a vektor zesílení je vypočten z rovnice (65):

$$\vec{w}(n) = \vec{w}^T(n-1) + k(n) \vec{e}_{n-1}(n). \quad (67)$$

5. Inverzní matice je vypočtena pomocí rovnice:

$$\tilde{\Psi}_{\lambda}^{-1}(n) = \lambda^{-1}(\tilde{\Psi}_{\lambda}^{-1}(n-1) - \vec{k}(n)[x^T(n) \tilde{\Psi}_{\lambda}^{-1}(n-1)]). \quad (68)$$

6 Aplikace

Virtuální přístroj (VI) pro modelování rušení v napájecích sítích a následnou aplikaci adaptivních algoritmů je realizována na bázi virtuální instrumentace v programovém prostředí LabVIEW.

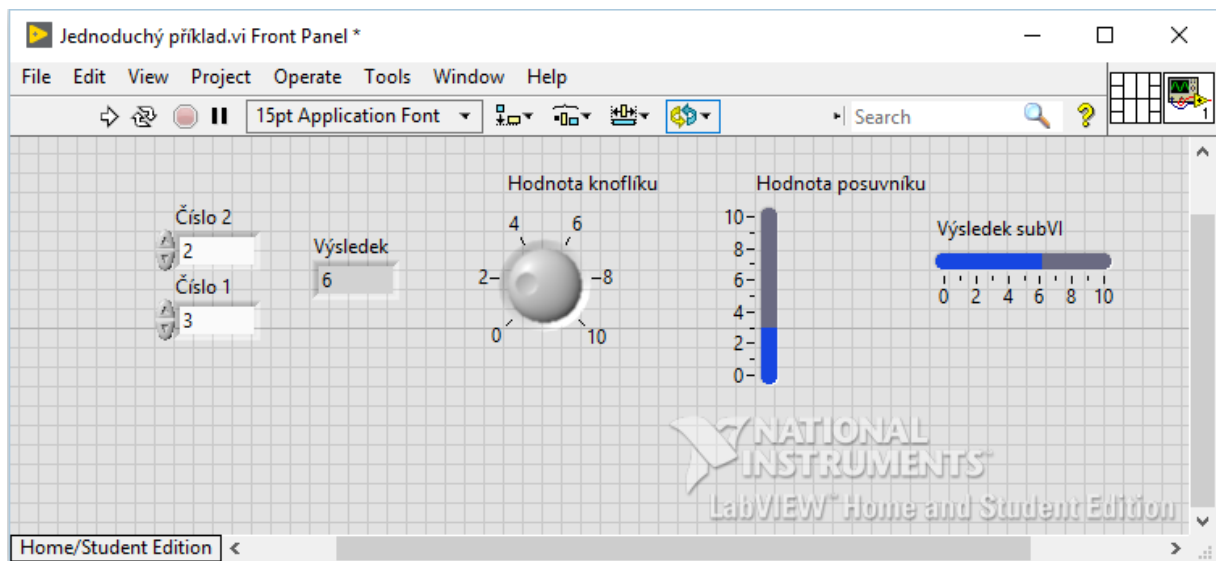
6.1 Obecně o programu LABVIEW

LabVIEW, zkráceně také LV je grafický programovací jazyk od společnosti National Instruments. Programování neprobíhá psaním textových příkazů, ale schematicky pomocí ikon, které se propojují pomocí vodičů. Tento způsob programování napomáhá k vytváření kódu, který je čitelnější a lépe modifikovanější. Hlavní oblasti využití LV je především v oblasti měření, a to ve všech fázích tohoto procesu, tedy sběru, analýzy a prezentaci dat. S bohatými knihovnami pro vytváření aplikací poskytuje uživateli plnohodnotný programovací jazyk se všemi odpovídajícími datovými a programovacími strukturami v grafické podobě [14].

Program vytvořený pomocí tohoto vývojového prostředí se nazývá virtuálním přístrojem (VI), protože svým charakterem a činností připomíná klasický přístroj ve své fyzické podobě (osciloskop, multimetr). Virtuální přístroj vytvořený v tomto vývojovém prostředí obsahuje [14]:

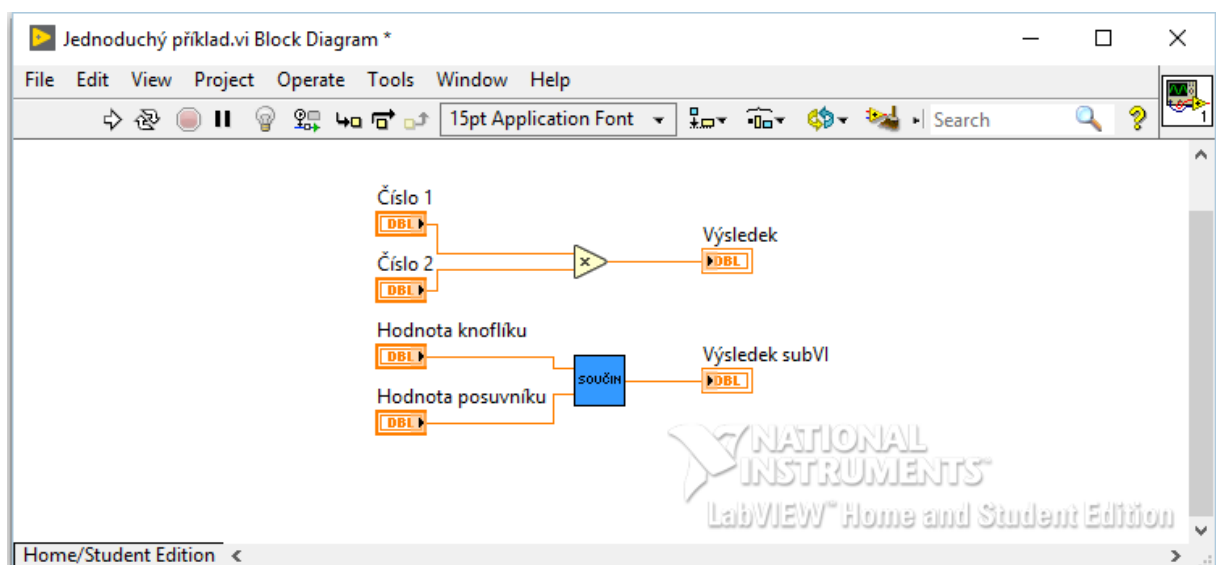
- Interaktivní grafické rozhraní (Graphical User Interface) pro koncového uživatele – tzv. čelní panel (Front Panel), který simuluje čelní panel fyzického přístroje. Obsahuje prvky pro ovládání a indikaci (tlačítka, grafy). Tento čelní panel ovládá uživatel pomocí myši nebo klávesnice [14].
- Činnost virtuálního přístroje je dána jeho blokovým diagramem (Block Diagram). Blokový diagram je vytvořen ikonami reprezentujícími ovládací a indikační prvky čelního panelu a ve svých uzlových blocích jsou to bloky zpracovávající procházející data. Tento blokový diagram je zdrojovým kódem každé aplikace [14].
- Virtuální přístroj má modulární, hierarchickou strukturu. Lze jej používat samostatně, jako celý program, nebo jeho jednotlivé podprogramy, které se nazývají podřízenými virtuálním přístroji (subVI). Součástí každého subVI je jeho ikona, kterou je reprezentován v blokovém schématu a konektor s přípojnými místy pro vstupní a výstupní parametry [14].

Pro základní pochopení propojení předního panelu (Obr. 9) a blokového diagramu (Obr. 10) je zde proveden součin dvou čísel a ukázka subVI, ve kterém bude stejná matematická operace. Pro součin jsou použity numerické ovládací prvky a indikátor. Pro součin pomocí subVI je použit knoflík a posuvník a jako indikátor je použit také posuvník.



Obr. 9 Příklad čelního panelu v programu LabVIEW.

Na Obr. 10 je příklad blokového diagramu. Ovládací prvky i indikátory mají odpovídající názvy jako na čelním panelu, pokud není nastaveno jinak (název je moc dlouhý nebo se názvy jednotlivých prvků se mohou programově měnit během běhu aplikace). V LV se vykonávají všechny akce paralelně, pokud mají na vstupu platná data. V tomto případě se provede součin, jakmile budou na funkci součinu dostupná obě čísla (Číslo 1 a Číslo 2). Obdobné to bude u subVI.



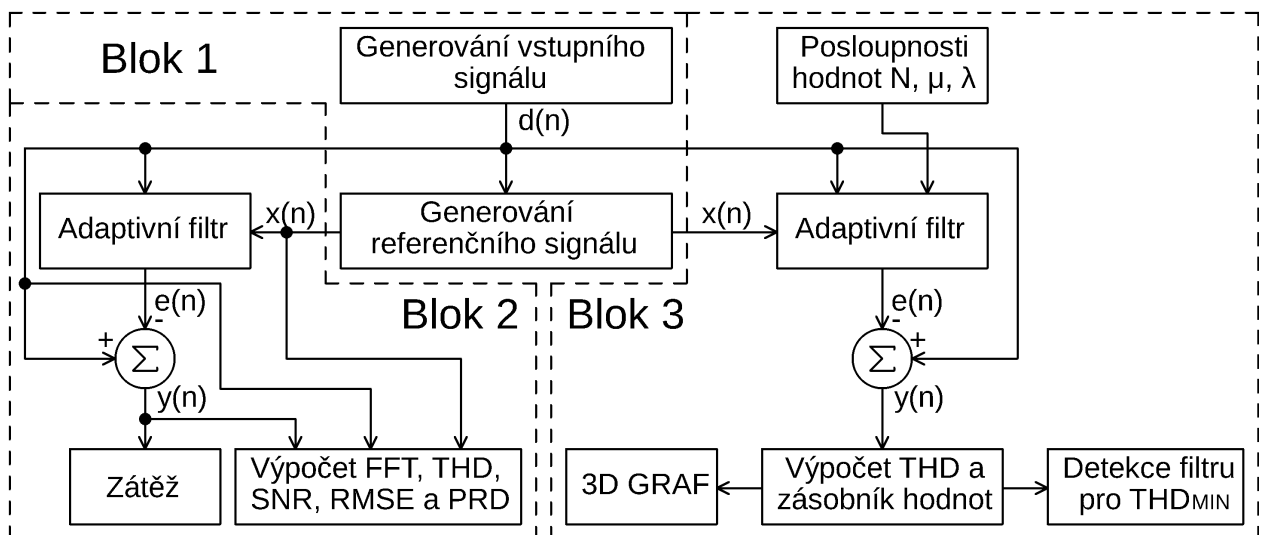
Obr. 10 Příklad blokového diagramu v programu LabVIEW.

6.2 Popis aplikace

Aplikace může být popsána ve třech blocích a její struktura je zobrazena na Obr. 11. První blok je generátor vstupního signálu $d(n)$. Tento signál je vygenerován na základě reálně naměřených dat nebo generátorem vyšších harmonických, případně jejich kombinací. Na základě vygenerovaného signálu se vygeneruje referenční signál $d(n)$.

Druhý blok je aplikace adaptivního filtru na vygenerovaný signál. Po nastavení adaptivního filtru se vygeneruje kompenzační proud $e(n)$, který je odečten od vstupního signálu a při správném nastavení dostaneme sinusový výstupní signál $y(n)$, který bychom v reálné aplikaci chtěli mít na zátěži. Poté se vypočtou FFT, THD, SNR, RMSE a PRD.

Třetí blok slouží k detekování nejvhodnějšího nastavení dle hodnoty THD. Nejprve se zvolí rozsah, ze kterého se vytvoří posloupnosti délky filtru N a konvergenční konstanty μ nebo činitele zapomínání λ . Adaptivní filtr se postupně nastaví pro všechny zadané hodnoty posloupnosti a pro každé nastavení se vypočte THD z výstupního signálu $y(n)$. Tyto hodnoty THD se postupně ukládají do zásobníku, dokud nedojde k nastavení všech hodnot posloupnosti. Poté se hodnoty THD vykreslí v 3D grafu a detekuje se nejnížší hodnota THD a nastavení adaptivního filtru pro tuto hodnotu THD.



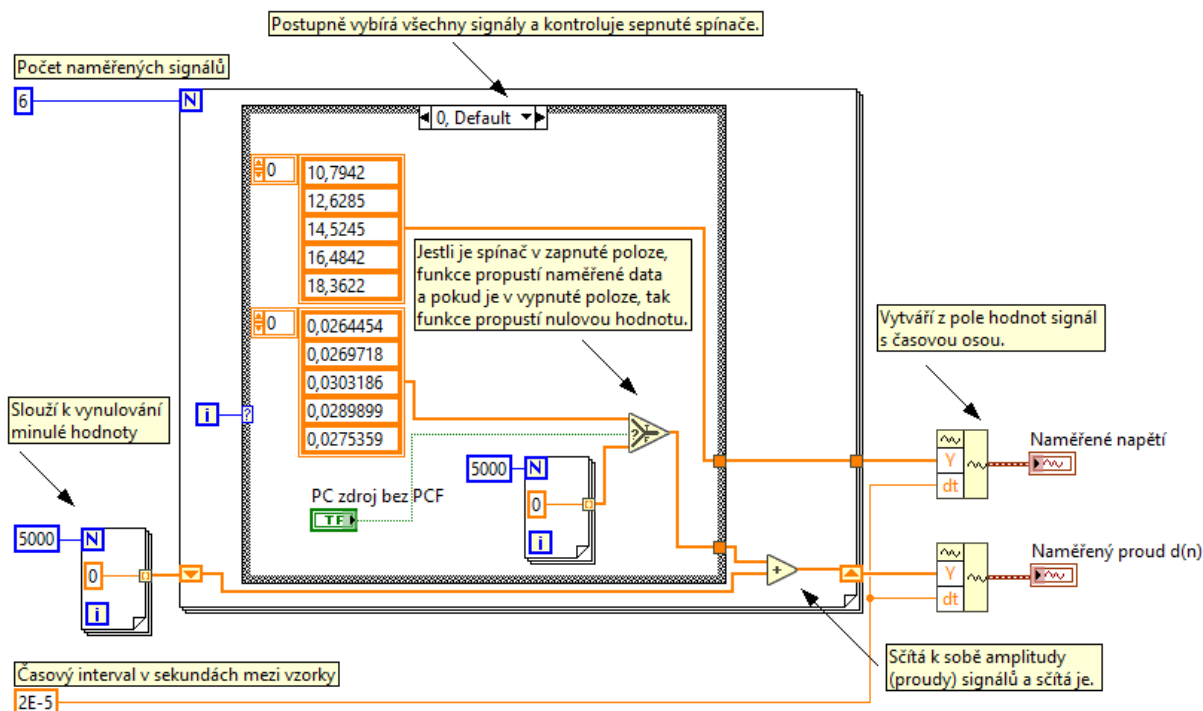
Obr. 11 Blokové schéma aplikace.

6.2.1 Volba vstupního signálu

V tomto bloku se volí vstupní signál a můžeme vybírat mezi naměřenými průběhy, vygenerovat si vlastní průběh nebo použít předdefinovaný scénář, případně jejich kombinace.

6.2.1.1 SubVI naměřené signály

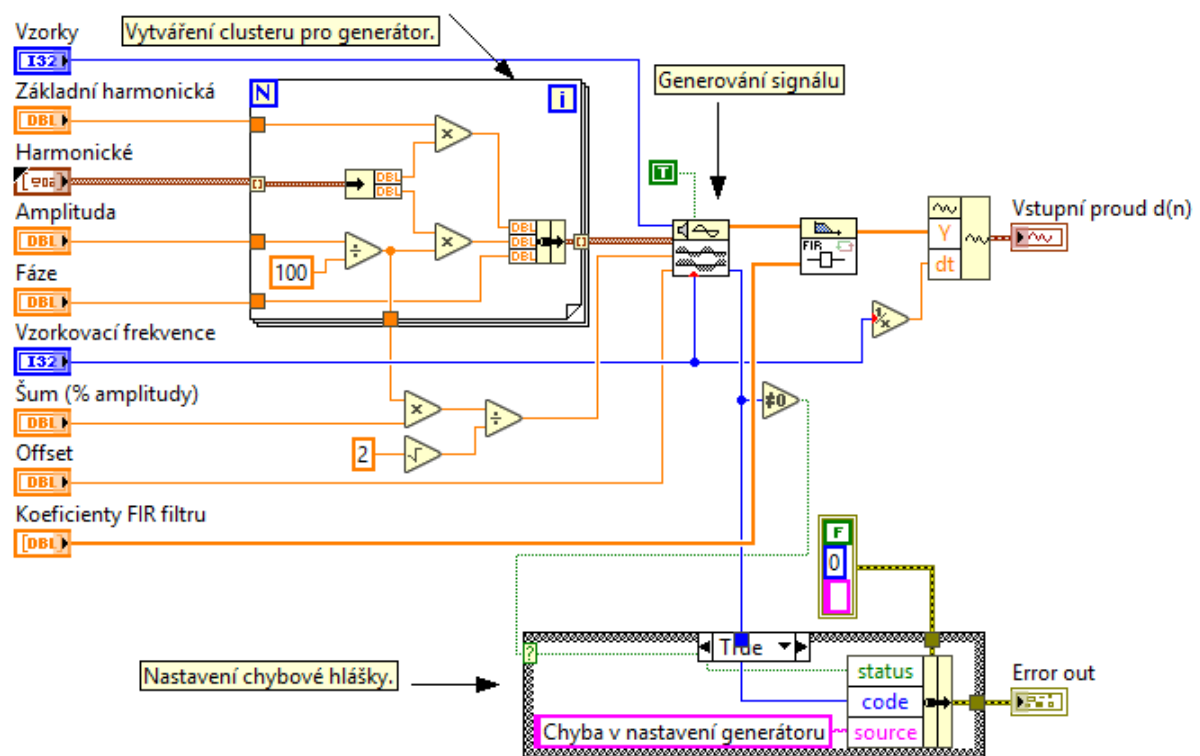
Na Obr. 12 je blokový diagram pro vygenerování naměřených signálů. Smyčka FOR proběhne šestkrát, protože jsou v aplikaci průběhy proudu šesti zátěží. S každou iterací FOR smyčky dochází k přepínání CASE struktury a na výstupu CASE struktury je průběh proudu jedné z šesti zátěží v závislosti na poloze spínače. Tento průběh proudu se sečte s minulými a na výstupu FOR smyčky je celkový odběr proudu. Tento průběh proudu je potřeba ještě složit do Waveform formátu, abychom měli časovou osu.



Obr. 12 Blokový diagram subVI pro generování naměřených signálů.

6.2.1.2 SubVI generované signály

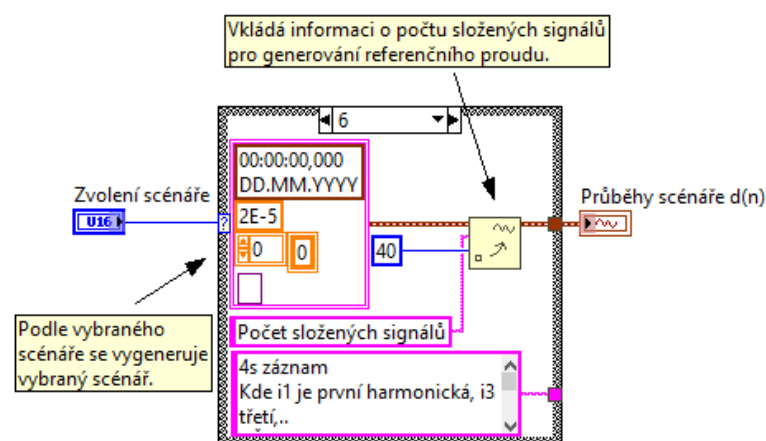
Na Obr. 13 je blokový diagram pro generování vlastních signálů. Nejprve dochází k vytvoření CLUSTERU pro generátor na základě nastavení ovládacího prvku *Harmonické*, ze kterého se vyčítá hodnota amplitudy v procentech, kterou se vynásobí amplituda a n-tý násobek vyšší harmonické, kterou se násobí základní harmonická. Na základě tohoto clusteru a dalších parametrů se generuje sinusový signál o jedné nebo více harmonických. Za generátorem je připojen FIR filtr pro časové, amplitudové a fázové zkreslení signálu. Při jeho správném nastavení může do jisté míry nahrazovat parazitní parametry napájecí sítě. Generátor sinusového průběhu má detekci chyby, ale ne standartní, takže jsem vytvořil chybový CLUSTER, aby byla detekce chyby kompatibilní se zbytkem aplikace.



Obr. 13 Blokový diagram subVI pro generování signálů.

6.2.1.3 SubVI scénáře

Na Obr. 14 je blokový diagram pro generování scénářů. Zvolení scénáře se vygeneruje vybraný předem definovaný scénář, který je složen z několika signálů. Do Waveform formátu se vloží navíc informace o počtu složených signálů, aby se mohl správně zrekonstruovat referenční signál.

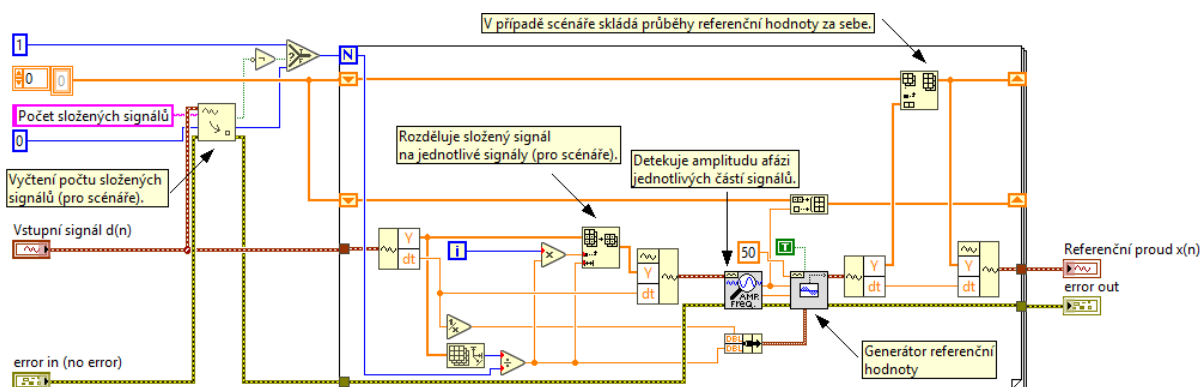


Obr. 14 Blokový diagram subVI pro generování scénářů.

6.2.2 SubVI referenční signál

Na Obr. 15 je blokový diagram subVI pro generování referenčního signálu. Na začátku se detekuje, jestli byl zvolen jeden signál nebo scénář. Pokud pouze jeden signál, tak smyčka proběhne jednou a na výstupu smyčky se zobrazí referenční signál odpovídající tomuto signálu. Pokud je to scénář, tak smyčka proběhne tolikrát, kolik je složených signálů ve scénáři. Ve smyčce se vstupní signál rozdělí na

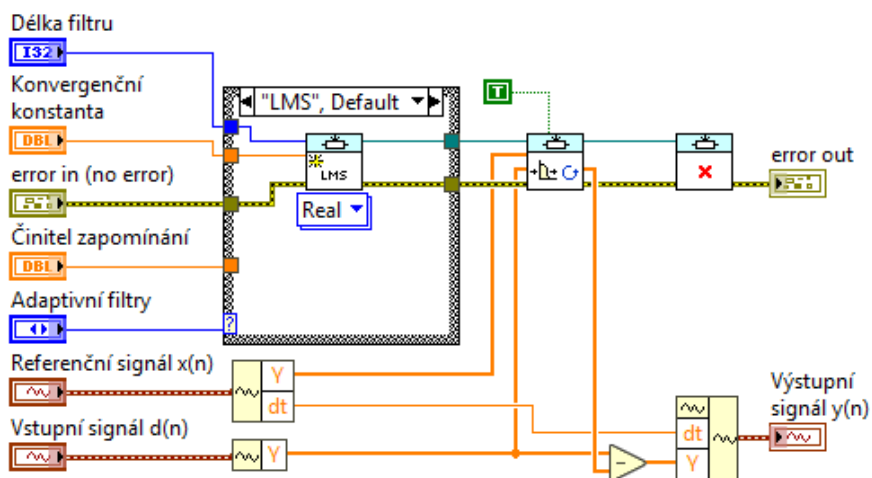
jednotlivé signály a detekují se postupně jejich požadované parametry (amplituda a fáze). Na základě těchto parametrů se generuje referenční signál pro každý tento signál zvlášť a tyto signály se skládají za sebe. Po posledním proběhnutí smyčky se na výstupu smyčky zobrazí referenční signál pro celý scénář.



Obr. 15 Blokový diagram subVI referenční signál.

6.2.3 SubVI adaptivní filtry

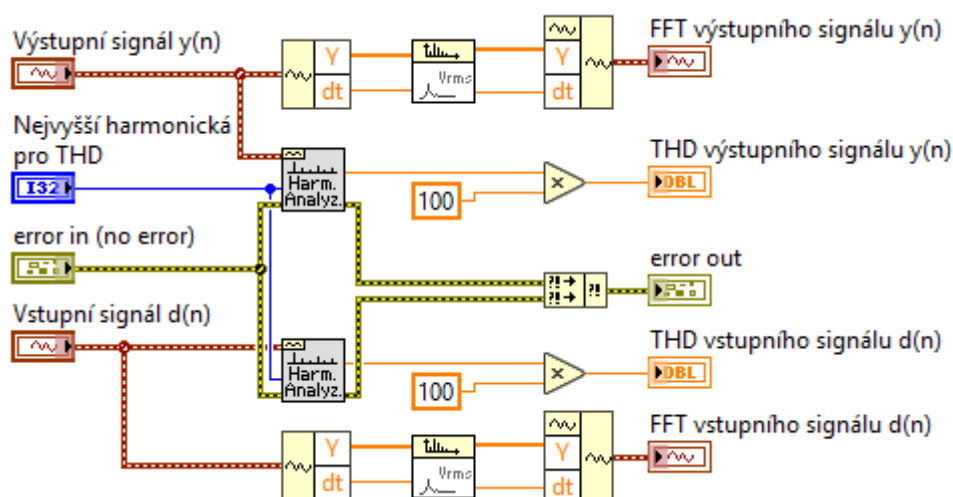
V tomto SubVI se vybírají a nastavují jednotlivé adaptivní algoritmy. Ve struktuře CASE dochází k výběru zvoleného filtru a nastaví se jeho parametry. Dále se upravují jeho koeficienty na základě přivedeného vstupního a referenčního signálu a výsledkem je chybový (kompenzační) signál, který se odečte od vstupního signálu a získá se výstupní signál po filtraci.



Obr. 16 Blokový diagram subVI adaptivní filtry.

6.2.4 SubVI pro výpočet THD a zobrazení FFT

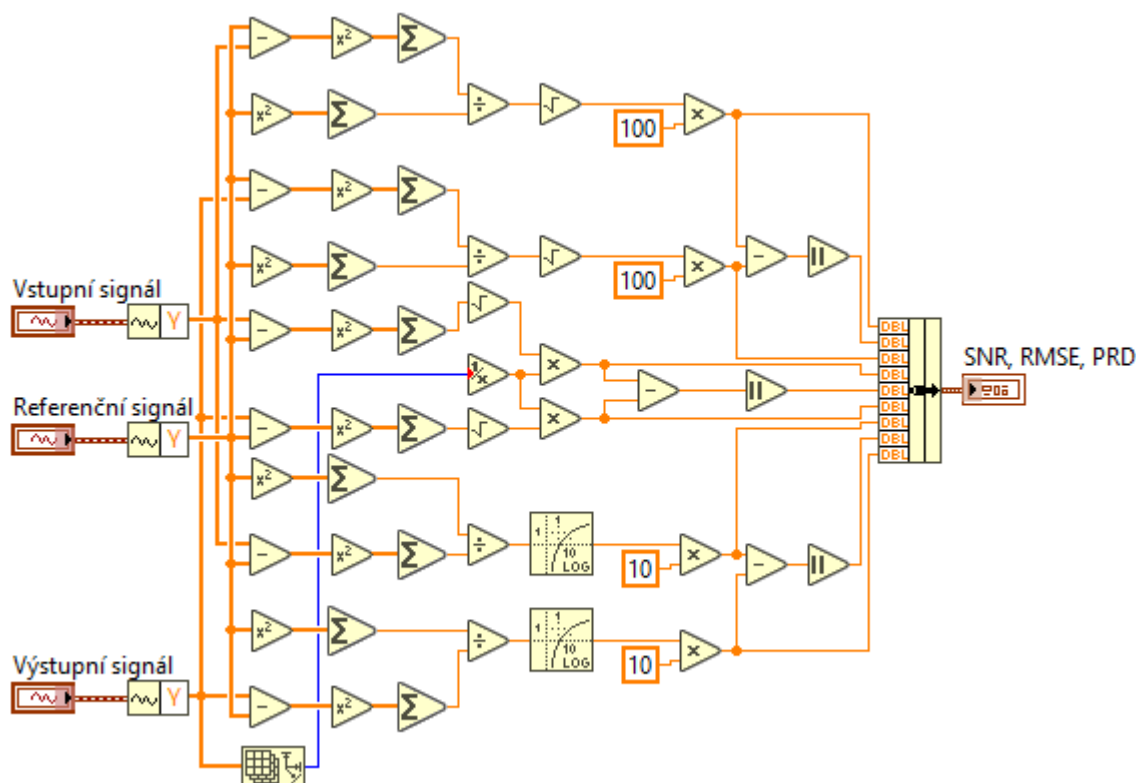
Na Obr. 17 je blokový diagram subVI pro výpočet THD a zobrazení FFT vstupního a výstupního signálu. Probíhá zde harmonická analýza, ze které získáme hodnotu THD, kterou následně vynásobíme hodnotou sto, aby bylo THD v procentech. Ovládacím prvkem *Nejvyšší harmonická pro THD* se nastavuje nejvyšší n-tá harmonická, pro kterou má být provedena analýza.



Obr. 17 Blokový diagram SubVI pro výpočet THD a zobrazení FFT.

6.2.5 SubVI pro výpočet PRD, RMSE a SNR

V tomto subVI jsou použity elementární výpočetní funkce pro výpočet PRD, RMSE a SNR. Výpočet odpovídá vzorcům uvedených v kapitole 4. Výsledky jsou dány do CLUSTERU, aby se snížil počet ovládacích prvků v blokovém diagramu hlavního programu.

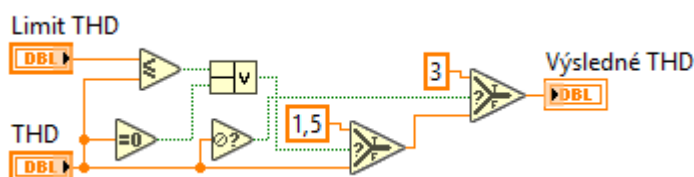


Obr. 18 Blokový diagram subVI pro výpočet PRD, RMSE a SNR.

6.2.6 SubVI pro úpravu hodnoty THD

Toto subVI je použito v následujícím subVI pro detekci ideálního nastavení filtru.

Dle nastavení adaptivního filtru jeho výstupní signál může nabývat tří stavů. Prvním je, že je filtr správně nastaven a THD signálu je v nastaveném limitu a nemusí se upravovat. Dalším stavem je, že filtr není vhodně nastaven a THD signálu není ve vhodném limitu a upravuje se na 150 procent. Také může nastat, že hodnota THD je špatně vypočtena a vychází nulová hodnota nebo nad 100 %. Posledním stavem je, že filtr je nestabilní a hodnota THD není určena (NaN) a dochází k úpravě na 300 procent. Tyto úpravy slouží k správnému fungování 3D grafu, jelikož graf potřebuje číselnou hodnotu k vykreslení.

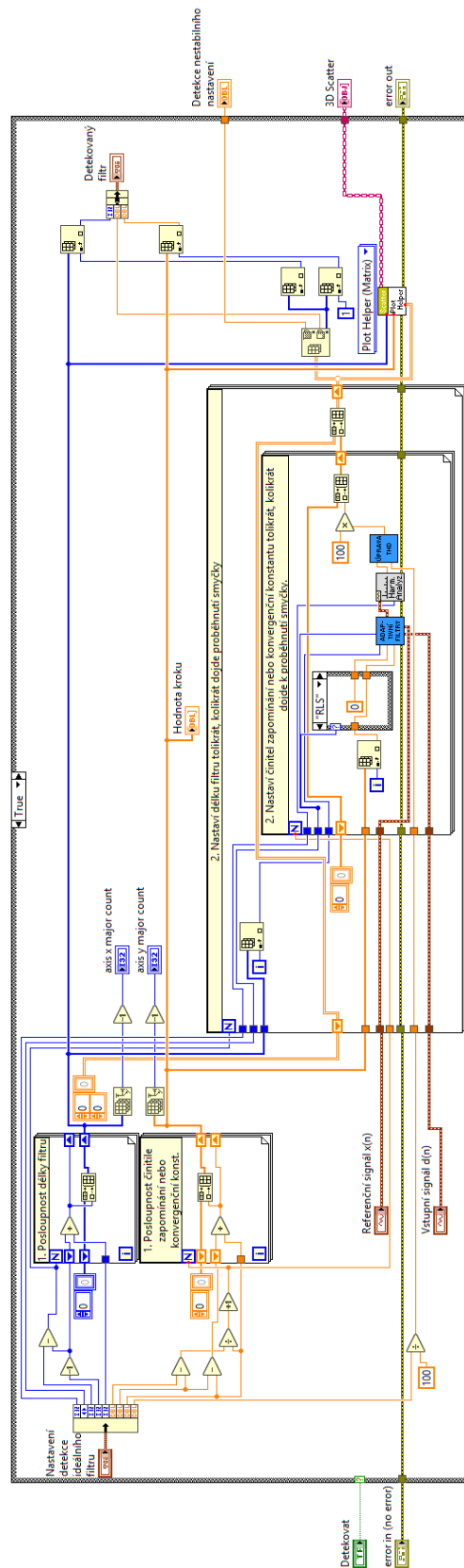


Obr. 19 Blokový diagram subVI pro úpravu hodnoty THD

6.2.7 SubVI pro detekci ideálního nastavení filtru

Toto subVI je jednodušší vysvětlit na příkladu. Takže pro názornost nastavíme rozsah délky filtru od 2 do 10 s krokem 1 a konvergenční konstantu v rozsahu 0,0001 do 0,0002 s krokem 0,00001.

V první dvojici FOR smyček jsou vytvářeny posloupnosti hodnot dle zadaných rozsahů. Výstupy z těchto smyček vcházejí do další dvojice FOR smyček. Ve vnější smyčce se nastaví první hodnota z posloupnosti délky filtru, tedy hodnota 2. Ve vnitřní smyčce se nastaví v celém zadaném rozsahu, tedy 0,0001, 0,00011, ..., 0,0002 a vypočte se hodnota THD pro každou hodnotu, případně dojde k úpravě hodnoty (viz. 6.2.6). Jakmile dojde k nastavení všech hodnot z rozsahu konvergenční konstanty, tak se nastaví další hodnota z posloupnosti délky filtru, tedy 3 a celý proces se opakuje, dokud nedojde k nastavení všech hodnot z rozsahu délky filtru i konvergenční konstanty. Hodnoty THD jsou ukládány do posuvného registru, které jsou následně zobrazeny v 3D grafu. Z posuvného registru se také vyčítá nejnižší hodnota THD a zjistí se parametry adaptivního algoritmu, kterým odpovídá tato hodnota THD.



Obr. 20 Blokový diagram pro detekci ideálního nastavení filtru

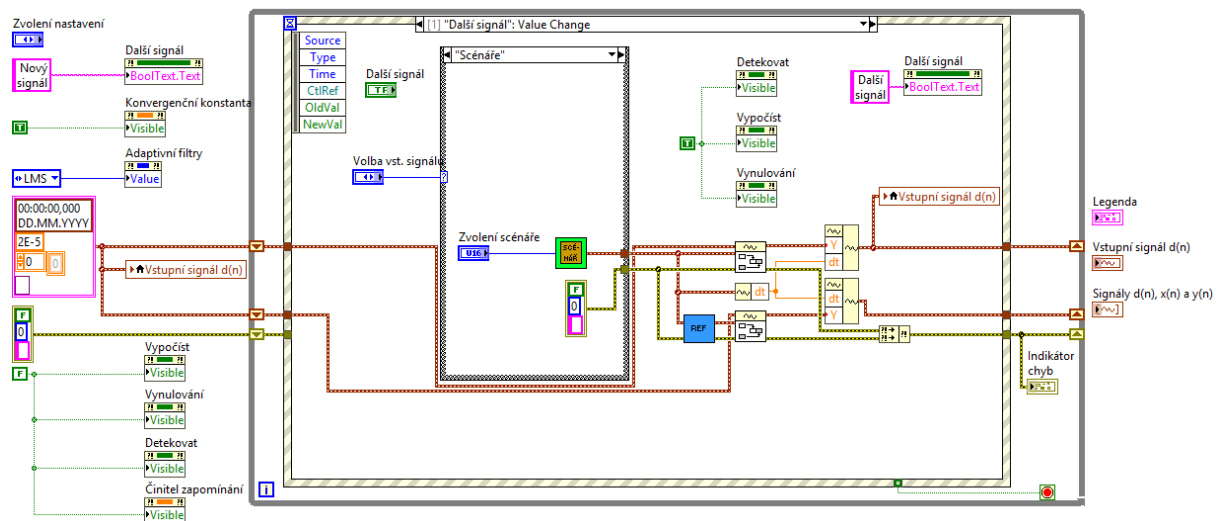
6.2.8 Popis hlavního programu

Po spuštění programu se uplatní funkce mimo smyčku WHILE, které slouží k výchozímu nastavení některých ovládacích prvků. Toto opatření má důležitý význam pro osobu, která nemá s aplikací zkušenosti, jelikož při nesprávné obsluze docházelo k zaseknutí aplikace. Také slouží k vynulování grafů a nastavení názvu či schování tlačítka.

Smyčka WHILE se vykonává kontinuálně, což způsobuje zatížení procesoru až do hodnot desítek procent. Aby nedocházelo k takovému zbytečnému zatížení procesoru, je zde použita EVENT struktura, která čeká na změnu hodnoty určitého ovládacího prvku a poté dojde k jednomu vykonání smyčky WHILE. Když aplikace čeká na změnu hodnoty, tak je zatížení procesoru nulové a když dojde ke změně hodnoty, tak dojde ke krátkodobému zatížení procesoru v řádu jednotek procent nebo desítek procent v případě detekce ideálního filtru.

EVENT struktura je rozdělena do pěti částí. První část se provede, když dojde ke zmáčknutí tlačítka *STOP* a dojde k ukončení běhu aplikace. Druhá část se spustí zmáčknutím tlačítka *Nový signál (Další signál)* a dojde ke generování vybraného vstupního signálu a jeho referenčnímu signálu. V třetí části dochází k vynulování signálu při stisknutí tlačítka *Vynulovat signál*. Ve čtvrté části dojde k aplikaci adaptivního filtru, vypočtení THD, PRD, RMSE, SNR, vykreslení FFT a průběhů referenčního a výstupního signálu. V poslední části dochází k detekci ideálního filtru, kde jsou zobrazeny výsledky ve formě 3D grafu a nejvhodnější nastavení filtru dle THD.

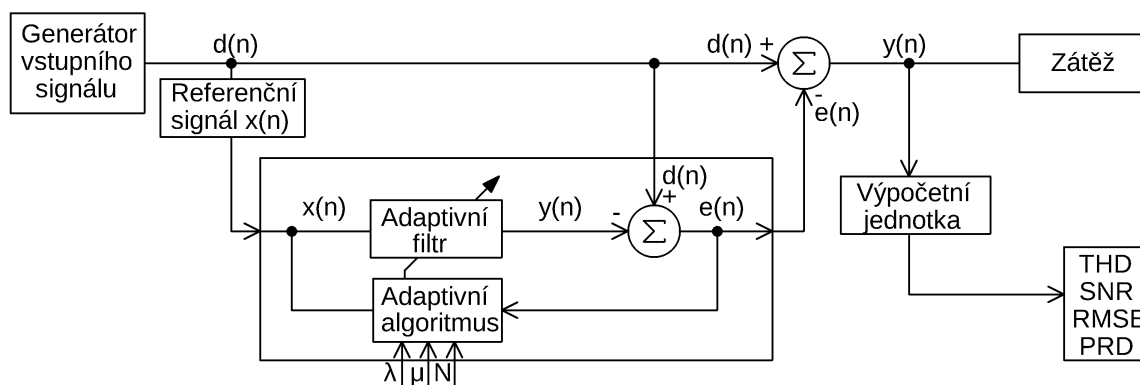
Uvnitř jednotlivých částí EVENT struktury jsou jednotlivé subVI s ovládacími a indikačními prvky. Dále zde jsou prvky, které slouží k spojování jednotlivých subVI a nastavení ovládacích tlačítek a 3D grafu.



Obr. 21 Blokový diagram hlavního programu.

7 Experimenty

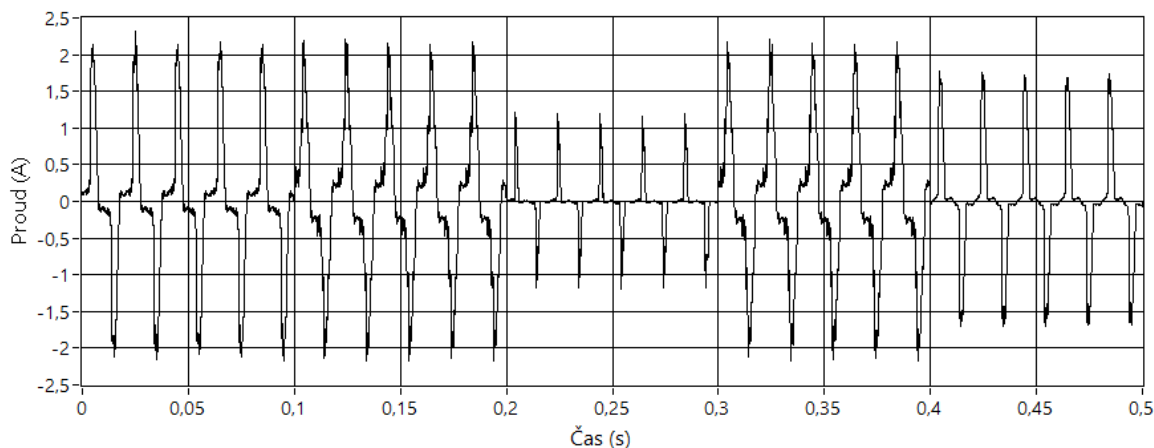
Na Obr. 22 je znázorněna struktura experimentu. Na výstupu generátoru můžeme mít reálně naměřený nebo libovolně vygenerovaný signál $d(n)$. Na tento signál je použit adaptivní filtr s adaptivním algoritmem LMS nebo RLS. Kompenzační signál je dodáváný do zátěže přímo z filtru, jelikož experimenty byly prováděny v simulačním režimu, tedy nebyl použit střídač. Výsledný signál je podroben analýze a zkoumá se zkreslení z pohledu THD, SNR, RMSE a PRD. Výsledný signál by měl ideálně dosahovat nulové hodnoty THD, RMSE, PRD a co nejvyšší hodnoty SNR.



Obr. 22 Blokový diagram struktury experimentu

7.1 Experimentální část s reálnými daty

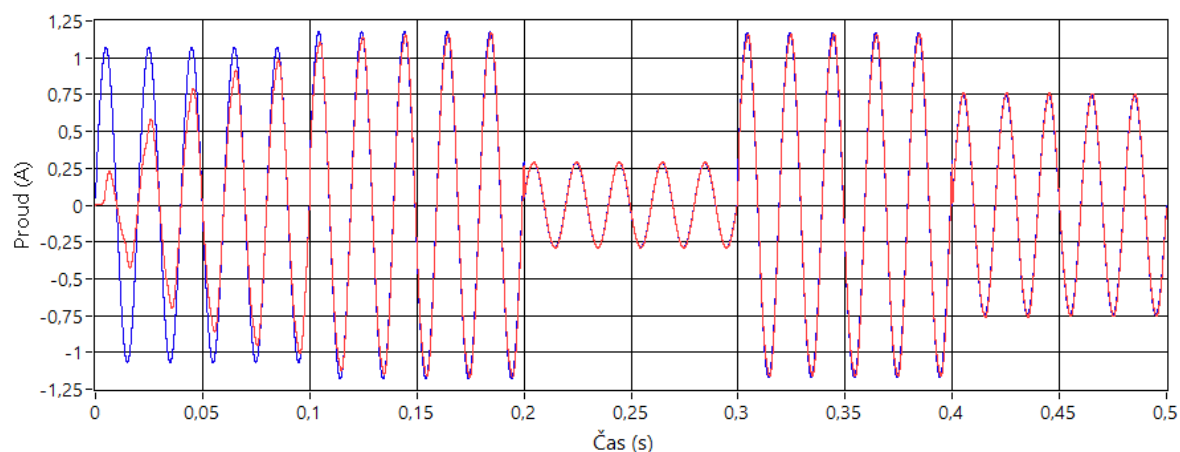
Reálná data byla naměřená na reálných spotřebičích a implementována do simulačního programu. Tedy nebylo možné zkoumat zpětný vliv SAPF na napětí sítě. Následující adaptivní algoritmy LMS a RLS budou zkoumány na tomto průběhu reálně naměřeného proudu, který není sinusový a vlivem vyšších harmonických složek proudu je deformován. Tento signál má hodnotu THD 63,5497 %.



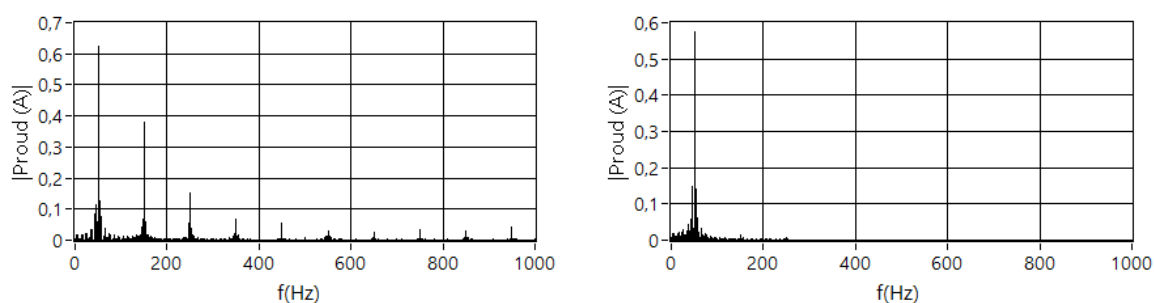
Obr. 23 Průběh naměřeného proudu před kompenzací

7.1.1 Aplikace LMS algoritmu

Na Obr. 24 jsou zobrazeny průběhy proudů. Červenou barvou je zde znázorněn proud po kompenzaci, který teče do zátěže. Modrou barvou je zde znázorněn referenční proud, kterého chceme dosáhnout. Ten je důležité zobrazit především u algoritmů rodiny LMS, u kterých trvá delší dobu, než se ustálí na požadované hodnotě.



Obr. 24 Průběh naměřeného proudu po kompenzaci (červeně) a průběh referenčního proudu (modře) pro $N=10$, $\mu=0,0001$



Obr. 25 Vlevo je FFT naměřeného signálu před kompenzací a vpravo je FFT naměřeného signálu po kompenzaci pro $N=10$, $\mu=0,0001$

Tabulka 3 Výsledky experimentu na reálných naměřených datech s využitím adaptivního filtru LMS

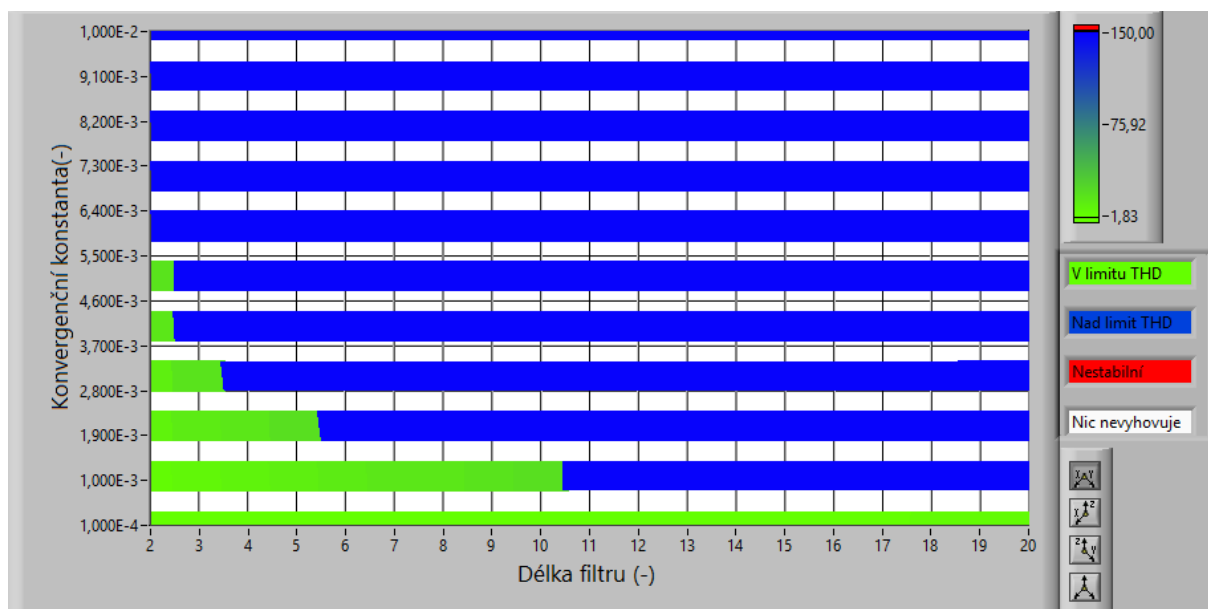
N(-)=2				
μ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,01	31,4199	7,8129	0,001733	40,6775
0,001	4,8192	15,7430	0,000695	16,3249
0,0001	1,8315	6,5872	0,001995	46,8427
N(-)=10				
μ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,01	50,7542	4,2472	0,002612	61,3255
0,001	20,1304	11,1907	0,001174	27,5717
0,0001	2,7771	13,2302	0,000928	21,8017
N(-)=20				
μ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,01	56,1449	3,8316	0,00274	64,3309
0,001	32,4899	7,5076	0,001795	42,1330
0,0001	4,8069	14,8374	0,000771	18,1188

Na Obr. 24 lze vidět, že adaptivní algoritmus LMS s nastavenými parametry $N=10$ a $\mu=0,0001$ se ustálí na požadované hodnotě proudu za 0,15 vteřin a při následných změnách amplitud proudu je schopen se přizpůsobit téměř okamžitě. Při tomto nastavení sice nedosahujeme nejmenšího zkreslení, což můžeme vidět z Tabulky 1, ale při nastavování LMS algoritmu je nutno dbát právě i na dobu ustálení na požadované hodnotě proudu. Z tohoto důvodu volíme jistý kompromis mezi THD a dobou ustálení. Samozřejmě ne u všech aplikací SAPF dochází k rychlým změnám proudu či napětí, v takovém případě můžeme klást větší důraz na nižší hodnotu THD.

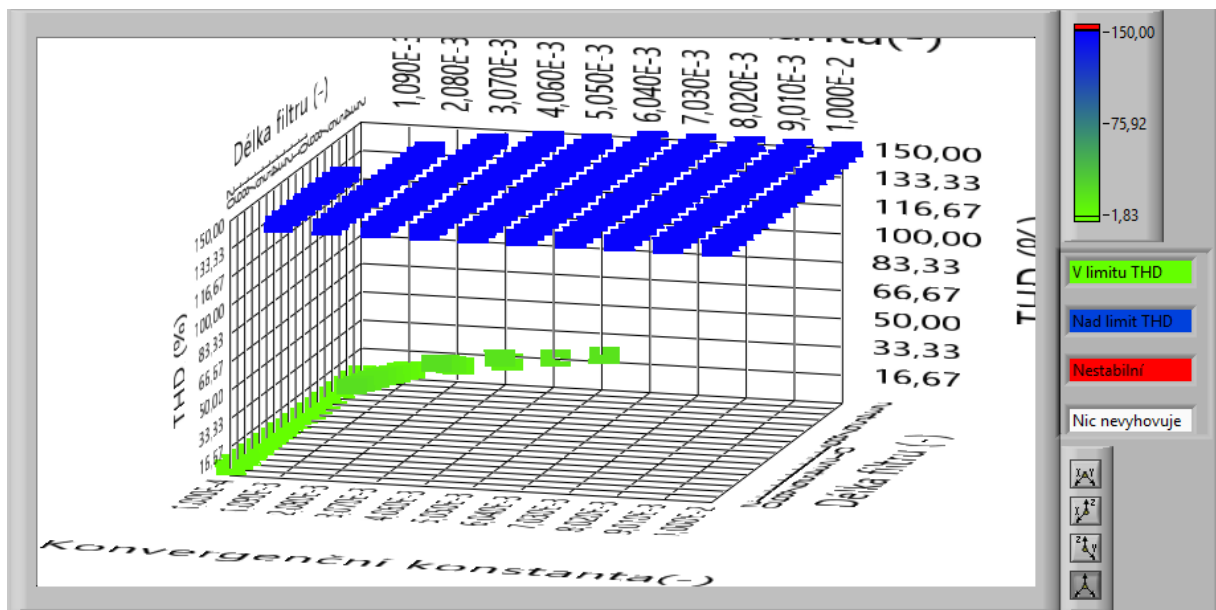
Na Obr. 25 jsou zobrazeny FFT naměřeného proudu před kompenzací a po kompenzaci. Z grafů lze vyčíst, že došlo ke kompenzaci vyšších harmonických.

Z výsledků uvedených v Tabulce 3 vyplývá, že se snižující se hodnotou konvergenční konstanty a zvyšující se délkou filtru dochází ke zlepšení kvality signálu, i když nedosahujeme nejnižší hodnoty THD.

Na Obr. 26 a 27. jsou zobrazeny 3D grafy pro rozsah hodnot odpovídající Tabulce 3. Zelenou barvou jsou zobrazeny hodnoty THD v limitu 23 %. Modrou jsou zobrazeny hodnoty nad tímto limitem.



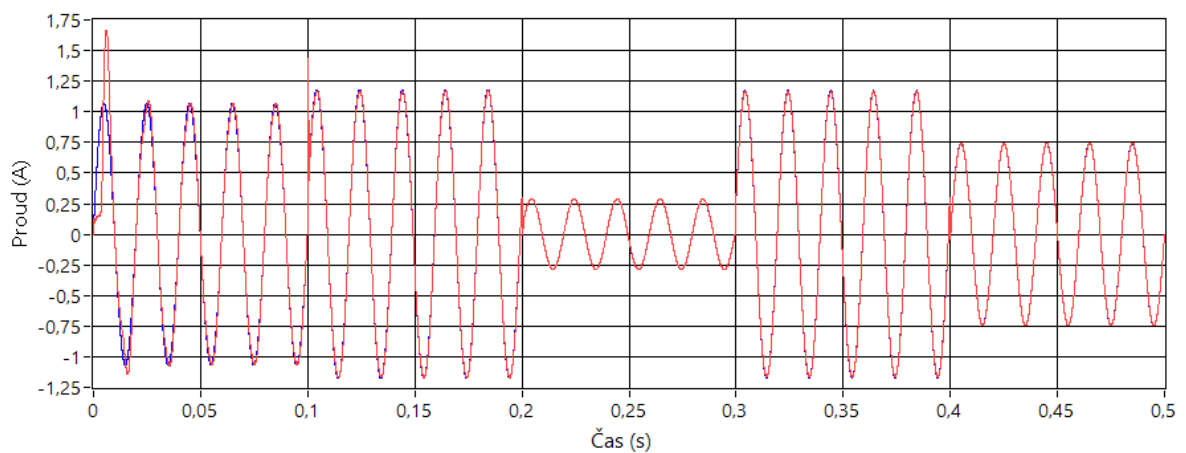
Obr. 26 3D graf v souřadnicích x, y. Slouží pro zobrazení rozsahu nastavených hodnoty $N < 2; 20 >$ a $\mu < 0,01; 0,0001 >$ pro limit THD 23 %.



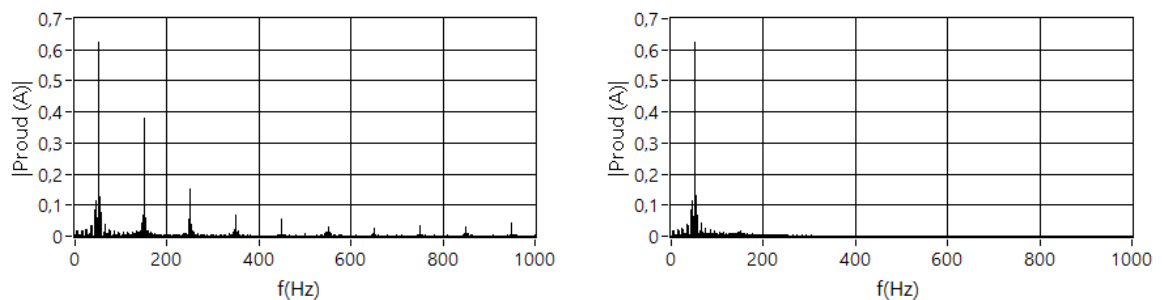
Obr. 27 3D graf v souřadnicích x, y, z. Slouží pro zobrazení rozsahu nastavených hodnoty $N < 2; 20 >$ a $\mu < 0,01; 0,0001 >$ pro limit THD 23%.

7.1.2 Aplikace RLS algoritmu

Na Obr. 26 jsou zobrazeny průběhy proudů. Červenou barvou je zde znázorněn proud po kompenzaci, který teče do zátěže. Modrou barvou je zde znázorněn referenční proud, kterého chceme dosáhnout.



Obr. 28 Průběh naměřeného proudu po kompenzaci (červeně) a průběh referenčního proudu (modře) pro $N=20$, $\lambda=1$



Obr. 29 Vlevo je FFT naměřeného signálu před kompenzací a vpravo je FFT naměřeného signálu po kompenzaci pro $N=20$, $\lambda=1$

Tabulka 4 Výsledky experimentu na reálných naměřených datech s využitím adaptivního filtru RLS

N(-)=2				
λ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,95	69,7485	2,5464	0,003177	74,5899
0,97	71,4444	2,4657	0,003207	75,2861
0,99	52,9122	4,7080	0,002477	58,1567
0,999	6,9001	17,9813	0,000537	12,6163
0,9999	1,9123	20,9093	0,000383	9,00607
1	1,7798	20,9817	0,000380	8,93127
N(-)=10				
λ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,95	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,97	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,99	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,999	7,7849	16,9485	0,000605	14,2094
0,9999	1,9884	19,9491	0,000428	10,0588
1	1,7633	20,0305	0,000424	9,9649
N(-)=20				
λ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,95	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,97	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,99	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,999	8,0942	16,2077	0,000659	15,4744
0,9999	2,0035	19,5371	0,000449	10,5473
1	1,7563	19,6630	0,000442	10,3956

Na Obr. 28 lze vidět, že adaptivní algoritmus RLS s nastavenými parametry $N=20$ a $\lambda=1$ se ustálí již během druhé periody a při změně proudu je schopen se přizpůsobit okamžitě. Avšak při této změně proudu dochází k překmitům, které při špatném nastavení adaptivního algoritmu RLS mohou dosahovat i několikanásobek amplitudy proudu, který chceme kompenzovat.

Z výsledků uvedených v Tabulce 4 vyplývá, že není vhodné nastavovat hodnotu činitele zapomínání pod 0,99, jelikož je toto nastavení nestabilní nebo dochází ke zhoršování parametrů elektrické sítě. Naopak nejlepších výsledků je možné dosáhnout při nastavení činitele zapomínání na hodnotu 1, ale tato hodnota je výpočetně nejnáročnější.

7.2 Experimentální část s generovanými daty

Generovaná data byla vytvořena pomocí generátoru vyšších harmonických vytvořeném v LV. Generovaný signál se bude měnit každou desetinu vteřiny a parametry budou zadány v tomto tvaru:

$$f(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \dots + A_n \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (69)$$

kde A_0 je stejnosměrná složka, A_1 je amplituda základní harmonické, A_n je amplituda n-té harmonické a φ_n je fáze n-té harmonické.

Vzorkovací frekvence bude použita 50k vz/s, počet vzorků bude 5k. Šum bude v celém časovém rozsahu konstantní a bude mít hodnotu 10 % amplitudy. Koeficienty FIR filtru byly nastaveny výchozí. Takovýto vygenerovaný signál má THD 46,7670 %.

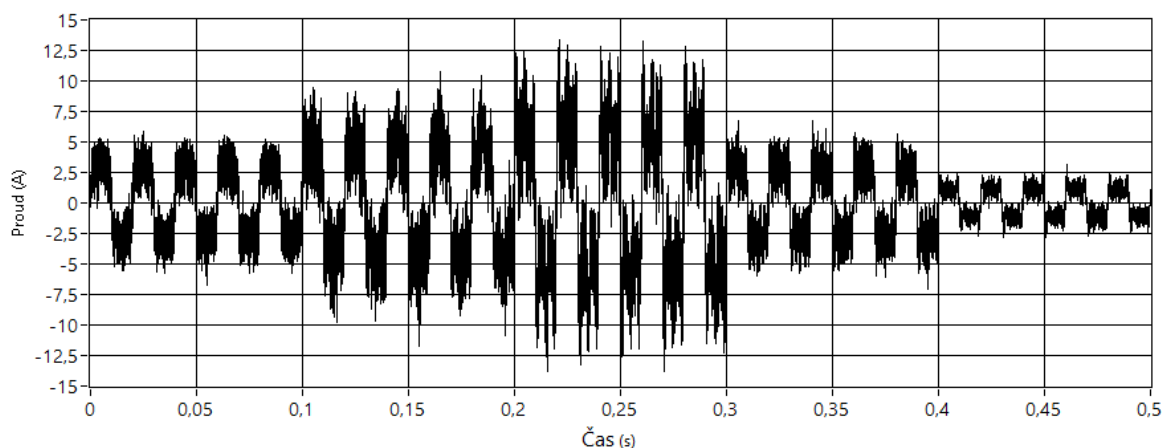
$$f(t) = 5 \sin(\omega t) + 1 \sin(3\omega t) + 0,75 \sin(5\omega t) + 0,2 \sin(7\omega t) + 0,25 \sin(9\omega t)$$

$$f(t) = 8 \sin(\omega t) + 1,2 \sin(3\omega t) + 1,6 \sin(5\omega t) + 0,6 \sin(7\omega t) + 0,4 \sin(9\omega t)$$

$$f(t) = 10 \sin(\omega t) + 2,5 \sin(3\omega t) + 4 \sin(5\omega t) + 1 \sin(7\omega t) + 1,1 \sin(9\omega t)$$

$$f(t) = 5 \sin(\omega t) + 1,25 \sin(3\omega t) + 0,8 \sin(5\omega t) + 0,6 \sin(7\omega t) + 0,6 \sin(9\omega t)$$

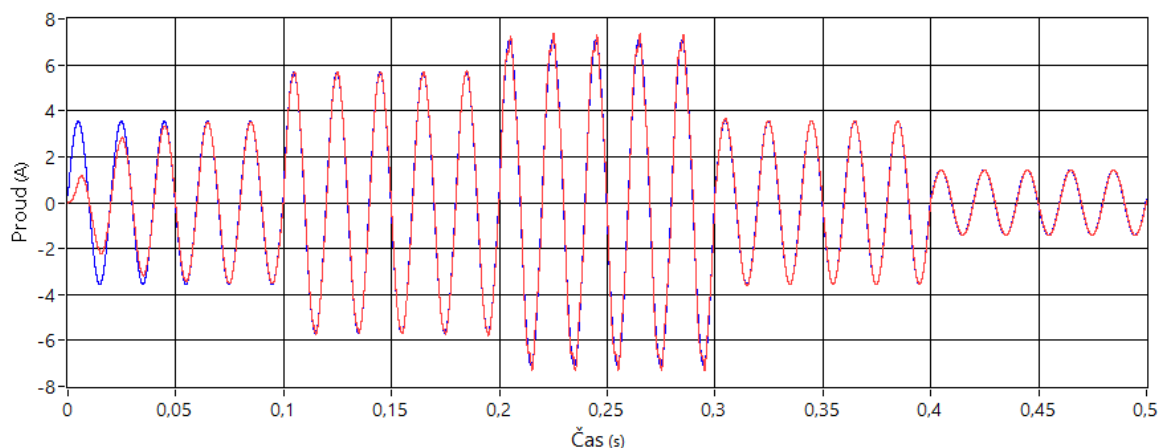
$$f(t) = 2 \sin(\omega t) + 0,6 \sin(3\omega t) + 0,5 \sin(5\omega t) + 0,36 \sin(7\omega t) + 0,12 \sin(9\omega t)$$



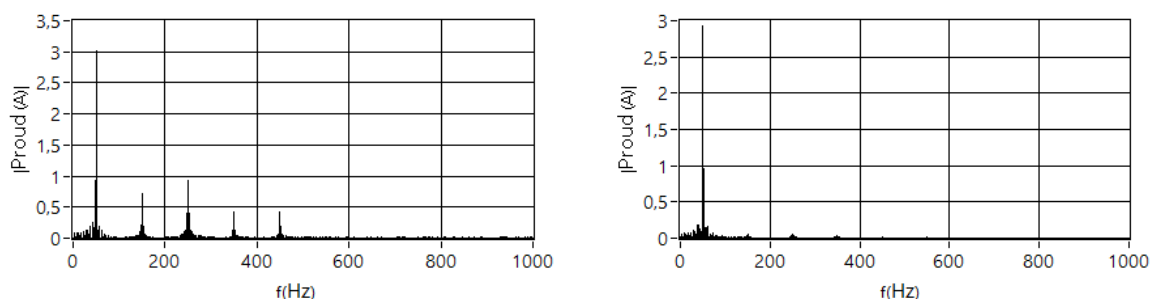
Obr. 30 Vygenerovaný signál před kompenzací

7.2.1 Aplikace LMS algoritmu

Na Obr. 29 jsou zobrazeny průběhy proudů. Červenou barvou je zde znázorněn proud po kompenzaci, který teče do zátěže. Modrou barvou je zde znázorněn referenční proud, kterého chceme dosáhnout. Ten je důležité zobrazit především u algoritmů rodiny LMS, u kterých trvá delší dobu, než se ustálí na požadované hodnotě.



Obr. 31 Průběh generovaného proudu po kompenzaci (červeně) a průběh referenčního proudu (modře) pro $N=20$, $\mu=0,00001$



Obr. 32 Vlevo je FFT generovaného signálu před kompenzací a vpravo je FFT generovaného signálu po kompenzaci pro $N=20$, $\mu=0,00001$

Na Obr. 31 lze vidět, že adaptivní algoritmus LMS s nastavenými parametry $N=20$ a $\mu=0,00001$ se ustálí na hodnotě 0,05s a při dalších změnách se ustálí okamžitě.

Na Obr. 32 jsou zobrazeny FFT naměřeného proudu před kompenzací a po kompenzaci. Z grafů lze vyčíst, že bylo dosaženo kompenzace vyšších harmonických.

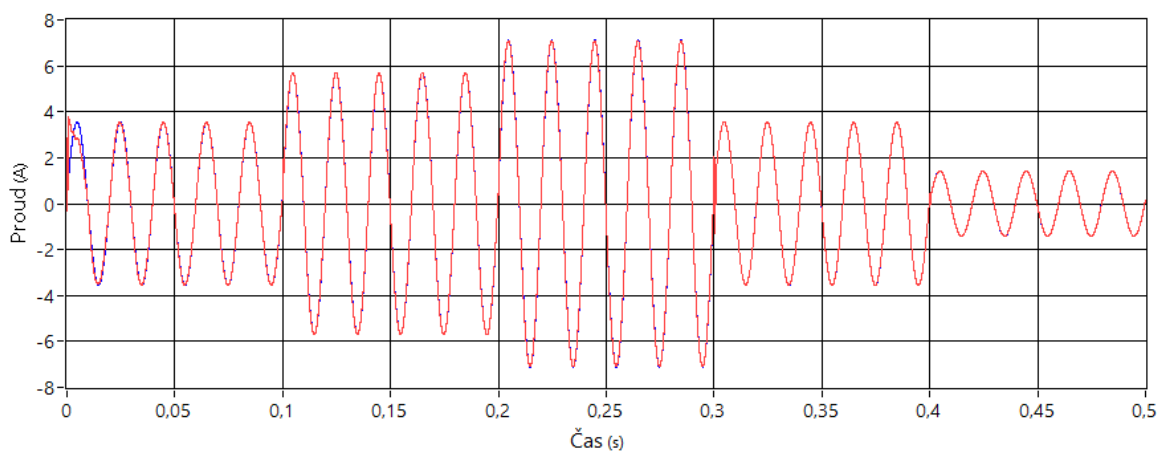
Z výsledků uvedených v Tabulce 5 vyplývá, že se snižující se hodnotou konvergenční konstanty dochází ke zlepšení kvality signálu, ale zhoršuje se ustálenost na požadované hodnotě. Se zvyšující se délkou filtru nemusí dojít ke zlepšení kvality signálu.

Tabulka 5 Výsledky experimentu na generovaných datech s využitím adaptivního filtru LMS

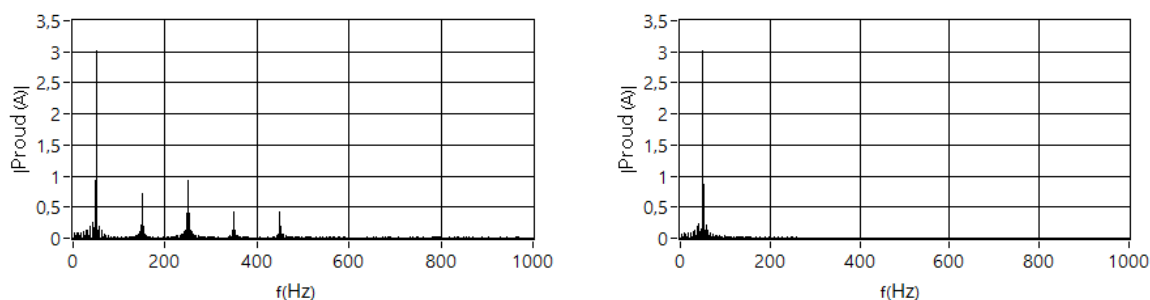
N(-)=2				
μ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,001	24,5222	10,8577	0,006003	28,6494
0,0001	4,0179	19,2030	0,002297	10,9610
0,00001	0,8759	10,3993	0,006328	30,2021
N(-)=10				
μ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,001	39,5645	7,6171	0,008717	41,6049
0,0001	16,2989	14,1493	0,004109	19,6126
0,00001	2,0441	17,2242	0,002884	13,7655
N(-)=20				
μ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,001	42,2926	6,6499	0,009744	46,5054
0,0001	23,8117	11,6479	0,005481	26,1580
0,00001	3,9572	19,2115	0,002294	10,9503

7.2.2 Aplikace RLS algoritmu

Na Obr. 33 jsou zobrazeny průběhy proudů. Červenou barvou je zde znázorněn proud po kompenzaci, který teče do zátěže. Modrou barvou je zde znázorněn referenční proud, kterého chceme dosáhnout.



Obr. 33 Průběh generovaného proudu po kompenzaci (červeně) a průběh referenčního proudu (modře) pro $N=20$, $\lambda=1$



Obr. 34 Vlevo je FFT generovaného signálu před kompenzací a vpravo je FFT generovaného signálu po kompenzací pro $N=20$, $\lambda=1$

Tabulka 6 Výsledky experimentu na generovaných datech s využitím adaptivního filtru RLS

N(-)=2				
λ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,95	52,8825	5,3351	0,011340	54,1063
0,97	51,3646	5,6749	0,010900	52,0297
0,99	31,5463	9,8292	0,006757	32,2508
0,999	3,86064	25,0804	0,001167	5,5716
0,9999	1,08593	28,7447	0,000765	3,6539
1	0,949506	28,8865	0,000753	3,5948
N(-)=10				
λ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,95	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,97	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,99	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,999	3,8212	23,5836	0,0001387	6,6194
0,9999	1,0933	27,7281	0,0008600	4,1077
1	0,9588	27,8546	0,0008480	4,0483
N(-)=20				
λ (-)	THD (%)	SNR_OUT (dB)	RMSE_OUT (A)	PRD_OUT (%)
0,95	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,97	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,99	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní	Nestabilní
0,999	4,2688	20,4255	0,001995	9,5219
0,9999	1,1721	27,0646	0,000929	4,4338
1	1,0094	27,4012	0,000893	4,2652

Na Obr. 33 lze vidět, že adaptivní algoritmus RLS s nastavenými parametry $N=20$ a $\lambda=1$ se ustálí již během druhé periody a při změně proudu je schopen se přizpůsobit okamžitě. Avšak při této změně proudu dochází k překmitům, které při špatném nastavení adaptivního algoritmu RLS mohou dosahovat i několiknásobek amplitudy proudu, který chceme kompenzovat.

Z Obr. 34 lze vyčíst, že došlo ke kompenzaci všech vyšších harmonických.

Z výsledků uvedených v Tabulce 6 vyplývá, že není vhodné nastavovat hodnotu činitele zapomínání pod 0,99, jelikož je toto nastavení nestabilní nebo je hodnota THD stále velmi vysoká. Naopak nejlepších výsledků je možné dosáhnout při nastavení činitele zapomínání na hodnotu 1, ale tato hodnota je výpočetně nejnáročnější.

8 Závěr

V teoretické části práce bylo záměrem objasnit problémy elektromagnetické kompatibility a principy potlačení negativních vlivů nelineárních zařízení na napájecí síť použitím rotačních, pasivních a aktivních filtrů. Aktivní filtry představují v současnosti perspektivní a málo prozkoumanou oblast. K řízení aktivních filtrů se používají především algoritmy p-q a I_d - I_q , které pracují v časové oblasti a vykazují dobré výsledky. Méně prozkoumanou oblastí je řízení pomocí adaptivních algoritmů, které se používají především v oblasti biomedicíny, kde slouží k odstranění harmonického rušení nebo pro komunikaci v hlučném prostředí, kde slouží k odstranění šumu. Cílem bakalářské práce bylo zkoumání adaptivních algoritmů i v oblasti větších výkonů.

V praktické části byla vytvořena aplikace, ve které se generoval proud s vyššími harmonickými a šumem nebo se používaly reálně naměřené proudy, které byly naměřeny na spotřební elektronice, jako jsou počítače nebo radiomagnetofony a aplikovány do aplikace. Na těchto proudech byly zkoumány adaptivní algoritmy LMS a RLS.

U algoritmu LMS jsem zkoumal vliv délky filtru a rychlosti konvergence adaptivního algoritmu na vlastnosti systému, konkrétně na zkreslení signálu a dobu ustálení. Zjistil jsem, že požadavky na tyto dvě vlastnosti jsou protichůdné. Volbou délky filtru a konvergenční konstanty můžeme dostat buď systém s rychlou adaptací, ale velkou hodnotou zkreslení nebo naopak. U algoritmu RLS jsem zkoumal vliv délky filtru a činitele zapomínání, který určoval, kolik vzorků si má pamatovat. S větší délkou filtru docházelo k větším překmitům při změně hodnoty a při menší hodnotě činitele zapomínání byl algoritmus RLS citlivější na nedávné vzorky a nedosahoval požadované přesnosti nebo byl nestabilní.

Celkově tedy bylo zjištěno, že adaptivní algoritmus RLS byl rychlejší a vykazoval lepší filtrační vlastnosti, ale na úkor výpočetní náročnosti. Algoritmus LMS sice nedosahoval, tak dobrých výsledků jako algoritmus RLS, ale vzhledem k jeho malé výpočetní náročnosti je velmi vhodný pro využití v praxi.

Předmětem dalšího zkoumání bude aplikace adaptivních algoritmů na reálném zařízení, například na zkušebním polygonu Broadband^{LIGHT} na parkovišti FEI nebo na elektrickém pohonu, kde se bude zkoumat nejen kompenzace vyšších harmonických, ale i zpětný vliv na napětí sítě.

9 Literatura

- [1] Ing. Zdeněk Paclt. Řízení aktivního výkonového filtru [online]. ČVUT v Praze, srpen 2011.
- [2] Ali Emadi, Abdolhosein Nasiri, Stoyan B. Bekiarov. Uninterruptible power supplies and active filters. CRC PRESS, 2015.
- [3] María Isabel Milanés Montero, Enrique Romero Cadaval, Fermín Barrero González. Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems. IEEE, 2007.
- [4] Jaroslav Koupený. Řídící algoritmy aktivních filtrů. ČVUT v Praze, 2008.
- [5] H J Zhao, Y F Pang, Z M Qiu, M Chen. Study on UPF Harmonic Current Detection Method Based on DSP. Journal of Physics: Conference Series 48, 2006. page 1327–1331.
- [6] Sujatha CH, Sravanthi Kusam, Dr. K.Chandra shekar. Shunt active filter algorithms for a three phase system fed to adjustable speed drive. IJEST Vol. 3 No.10 October 2011.
- [7] João Afonso, Carlos Couto, Júlio Martins. Active Filters with Control Based on the p-q Theory. IEEE vol. 47, n° 3, Sept. 2000.
- [8] PNE 33 3430-1. Parametry kvality elektrické energie. Část 1: Harmonické a mezipharmonické.
- [9] Dawid Buła, Marian Pasko. Model of Hybrid Active Power Filter in the Frequency Domain. Gołębowski, Lesław, Mazur, Damian (Eds.) 2015. ISBN: 978-3-319-11247-3
- [10] Patricio Salmerón Revuelta, M. Reyes Sánchez Herrera. Application of the Instantaneous Power Theories in Load Compensation with Active Power Filters. Brussels, Belgium: EPE Association, 2003. ISBN: 90-75815-07-7
- [11] Dipeeka P., Pranita P. Chavan. SRF method for compensation of source current harmonics using shunt active filter. IJITECH Vol.04, Issue.19, December-2016, Pages:3652-3655. ISSN 2321-8665
- [12] Hyosung Kim, Hirofumi Akagi. The Instantaneous Power Theory on the Rotating p-q-r Reference Frames. PEDS'99, July 1999, Hong Kong.
- [13] R. Martinek. Využití adaptivních algoritmů LMS a RLS v oblasti adaptivního potlačování šumu a rušení. ElectroScope listopad 2013.
- [14] Tomáš Wittassek. Virtuální instrumentace I. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2012.
- [15] Vladimír Korenc a Jiří Holoubek. Kompenzace jalového výkonu v praxi. Praha: IN-EL, 1999. Knižnice elektro. ISBN 80-862-3007-4.
- [16] ČSN EN 50160 ed. 3, Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejné distribuční sítě. Česká republika: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2010.

10 Seznam příloh

A.	Uživatelský manuál	I
A.1	Instalace.....	I
A.2	Úvod.....	I
A.3	Záložka Generátor vstupního signálu.....	I
A.3.1	Nastavení naměřených signálů.....	II
A.3.2	Nastavení generovaného signálu	II
A.3.3	Výběr scénáře	II
A.4	Záložka Filtrace.....	III
A.5	Záložka Detekce ideálního filtru	III

Příložené CD obsahuje

B.1	Text bakalářské práce: Bakalářská práce Rzídky Jaroslav.pdf
B.2	Složku: Instalace
B.3	Složku: Aplikace

A. Uživatelský manuál

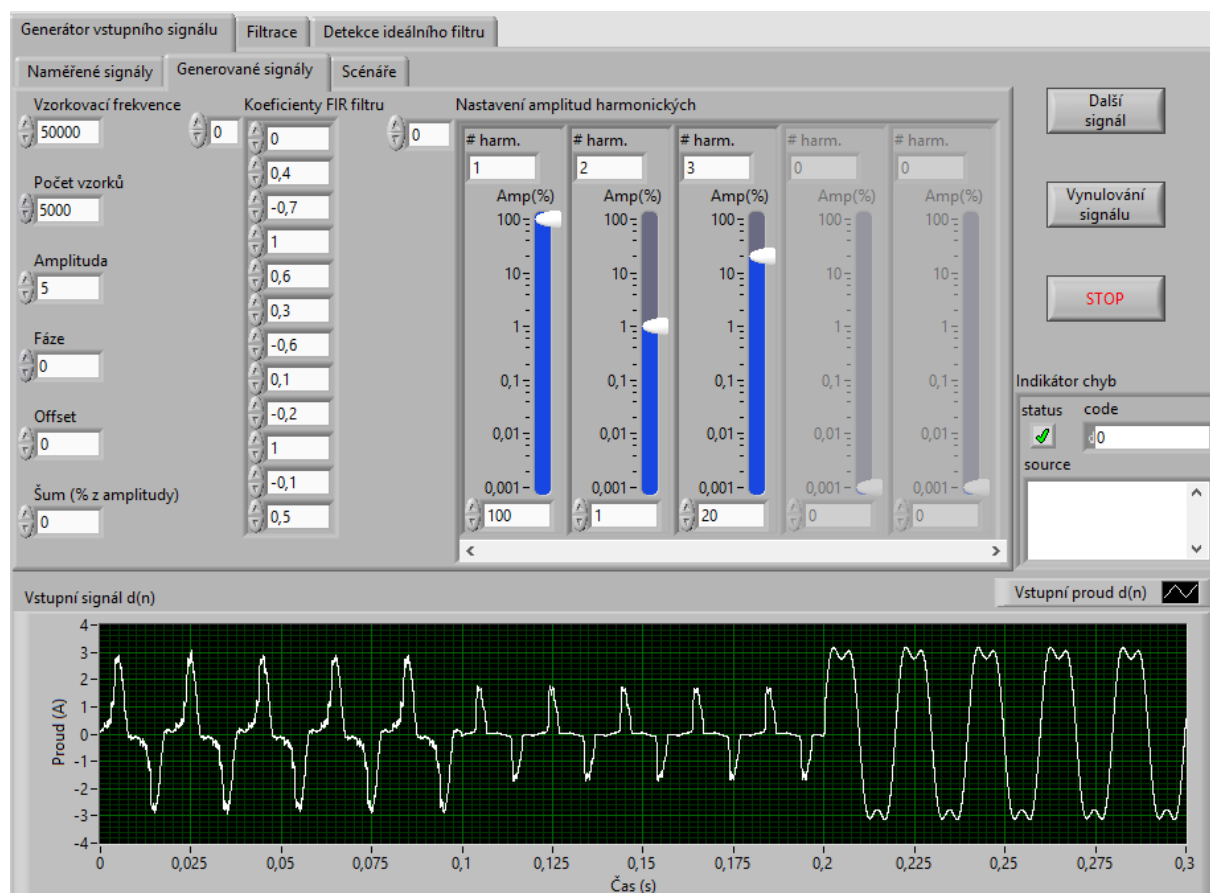
A.1 Instalace

Aplikace je vytvořena jako EXE soubor a jde spustit i na počítači, kde není LabVIEW, ale je potřeba nainstalovat potřebné soubory. Ty je možné nainstalovat pomocí přiloženého CD ve složce *Instalace* nebo stáhnout z internetových stránek LabVIEW, když spustíte aplikaci. Instalace zabere asi deset minut a je velmi jednoduchá, takže ji zde nebudu popisovat. Po instalaci bude vyžadováno restartování počítače. Pro spuštění aplikace na počítači, kde je LabVIEW je potřeba mít verzi 2017 nebo vyšší. Poté stačí aplikaci z CD spustit v složce *Aplikace*.

A.2 Úvod

Většina ovládacích prvků má předem nadefinované hodnoty (až na *Nastavení amplitud harmonických*), při kterých by aplikace měla fungovat správně.

Aplikace je sestavena v třech záložkách. První záložka Generátor vstupního signálu se vykonává nezávisle. Záložky Filtrace a Detekce ideálního filtru se vykonávají v závislosti na vstupním signálu.



Obr. 35 Čelní panel aplikace

A.3 Záložka Generátor vstupního signálu

Nejprve je potřeba vygenerovat signál, který chceme analyzovat. K tomu slouží tato záložka, která je rozdělena do dalších třech záložek podle typu generovaného signálu. Můžete zvolit mezi naměřenými signály, vygenerovat si vlastní nebo použít předem připravený scénář.

Tyto signály můžete skládat libovolně za sebe, jak je zobrazeno v grafu na Obr. 35, kde první dva signály o délce desetiny vteřiny jsou naměřené a třetí signál je vygenerovaný. Takto skládat signály za sebe je možné, jen pokud mají všechny signály stejnou vzorkovací frekvenci.

Pro generování signálu je potřebné provést následující kroky:

- 1 Nastavit požadovaný signál a stisknout tlačítko *Nový signál*.

A.3.1 Nastavení naměřených signálů

V této záložce jsou naměřené průběhy šesti zátěží. Podle sepnutí spínačů se sčítají jejich odběry proudu. K naměření reálných signálů byla použita vzorkovací frekvence 50k vz/s.

A.3.2 Nastavení generovaného signálu

V této záložce si můžete generovat vlastní signál. Pro správné generování je potřeba umět nastavit správně některé ovládací prvky generátoru.

- Vzorkovací frekvenci je potřeba nastavit dle Nyquistova vzorkovacího teorému: „Přesná rekonstrukce spojitého, frekvenčně omezeného signálu z jeho vzorků je možná jenom tehdy, pokud byl vzorkován frekvencí alespoň dvakrát vyšší, než je maximální frekvence rekonstruovaného signálu“. Při tomto vzorkování máme správně navzorkováno pouze pro frekvenci. Abychom měli informaci i o tvaru, používáme alespoň desetinásobek nejvyšší frekvence rekonstruovaného signálu.
- Počet vzorků slouží k nastavení délky signálu, která je dána podílem počtu vzorků a vzorkovací frekvence.
- Amplituda je maximální hodnota proudu.
- Fáze slouží k fázovému posunu signálu.
- Offset je stejnosměrná složka signálu.
- Šum, který se přičte k signálu. Jeho hodnota se udává v procentech amplitudy.
- FIR filtr způsobuje zkreslení signálu amplitudově i fázově podle nastavených koeficientů. Pro vynechání FIR filtru je potřeba na něj kliknout pravým tlačítkem myši a zmáčknout „Empty array“.
- Ovládacím prvkem *Nastavení amplitud harmonických* se nastavují sudé i liché harmonické složky signálu. Do horní části ovládacího prvku se vkládá index vyšší harmonické, včetně základní (první) harmonické a do spodní části procenta amplitudy (je možné použít i posuvný ovládací prvek). Příklad je zobrazen na Obr. 35, kde je nastavena první harmonická na hodnotě 100 % amplitudy, druhá harmonická na hodnotě 1 % amplitudy a třetí harmonická na hodnotě 20 % amplitudy.

A.3.3 Výběr scénáře

V této záložce můžete vybírat z předem připravených scénářů. Scénáře jsou z naměřených i generovaných signálů.

- 2 Po stisknutí tlačítka se v grafu zobrazil vybraný signál, zobrazilo se tlačítko *Vynulovat signál* a tlačítko *Nový signál* se změnilo na *Další signál*.
- 3 Nyní můžete změnit parametry dalšího signálu nebo nechat stejné nastavení a stisknout tlačítko *Další signál*, čímž se tento signál vloží za předchozí signál.

- 4 Pokud chcete vygenerovat jiný signál, tak stisknutím tlačítka *Vynulování signálu* dojde k vynulování signálu a můžete se vrátit na krok 1.

A.4 Záložka Filtrace

V této záložce se vybírá a nastavuje adaptivní filtr. Po zadání požadovaných parametrů stačí stisknout tlačítko *Vypočítat* a dojde k analýze vstupního i výstupního signálu. Jednotlivé nastavovací prvky budou popsány níže.

- Délka filtru určuje rychlost konvergence, chybu v ustáleném stavu. Rozsah je od 2 do 100.
- Konvergenční konstanta se určuje u adaptivních algoritmů rodiny LMS. Tato hodnota má vliv na rychlost konvergence adaptivního filtru. Velká hodnota může vést k velké chybě v ustáleném stavu, ale malá hodnota může vést k tomu, že adaptivnímu filtru bude dlouho trvat, než se ustálí na požadované hodnotě. Doporučená hodnota je od 0,1 do 0,00001.
- Činitel zapomínání se určuje pro adaptivní algoritmy rodiny RLS. Rozsah je od 0,9 do 1. Malá hodnota má negativní vliv na ustálenou hodnotu a kvalitu filtrace.
- Nejvyšší harmonická pro THD určuje, do kterého řádu harmonické se má provádět analýza hodnoty THD.

Ideálně nastavený filtr je, když jsou hodnoty THD výstupního signálu $y(n)$, $RMSE_{OUT}$ a PRD_{OUT} co nejnižší, ideálně nulové. Naopak je žádaná co nejvyšší hodnota SNR_{OUT} .

A.5 Záložka Detekce ideálního filtru

Tato záložka slouží k detekci nejvhodnějšího nastavení adaptivního algoritmu podle nejnižší hodnoty THD z určitého rozsahu hodnot délky filtru a konvergenční konstanty nebo činitele zapomínání. Po nastavení hodnot je potřeba zmáčknout tlačítko *Detekovat*. Tím dojde k detekci ideálního nastavení. Zároveň dojde k vykreslení 3D grafu, kde zelenou barvou jsou vyznačeny hodnoty THD v nastaveném limitu, modrou barvou jsou vyznačeny hodnoty THD nad limitem a červenou barvou jsou zobrazeny hodnoty, které nemohly být detekovány, jelikož nastavení adaptivního filtru je nestabilní. Pokud nevyhovuje žádná hodnota nebo je špatně nastavených rozsah, tak se v 3D grafu nezobrazí nic.

- Rozsahy se nastavují s počáteční a konečnou hodnotou. Hodnoty mezi jsou dány krokem.
- Limit THD slouží k filtraci vyšších hodnot THD, než žádáme.
- Ostatní ovládací prvky odpovídají kapitole A.4

Při nastavení velkých rozsahů, může detekce probíhat i velmi dlouhou dobu.